

日本国特許庁  
JAPAN PATENT OFFICE

25.10.2004

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されて  
いる事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed  
with this Office.

出願年月日  
Date of Application:

2003年10月23日

RECD. 09 DEC 2004

出願番号  
Application Number:

特願2003-363080

WIPO PCT

[ST. 10/C]:

[JP2003-363080]

出願人  
Applicant(s):

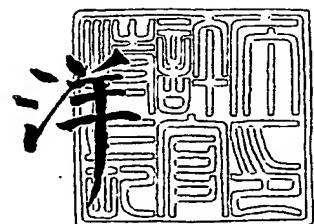
松下電器産業株式会社

PRIORITY DOCUMENT  
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN  
COMPLIANCE WITH  
RULE 17.1(a) OR (b)

2004年11月25日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

小川



【書類名】 特許願  
【整理番号】 2040850014  
【提出日】 平成15年10月23日  
【あて先】 特許庁長官殿  
【国際特許分類】 H04B 16/66  
【発明者】  
【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内  
【氏名】 押切 正浩  
【特許出願人】  
【識別番号】 000005821  
【氏名又は名称】 松下電器産業株式会社  
【代理人】  
【識別番号】 100097445  
【弁理士】  
【氏名又は名称】 岩橋 文雄  
【選任した代理人】  
【識別番号】 100103355  
【弁理士】  
【氏名又は名称】 坂口 智康  
【選任した代理人】  
【識別番号】 100109667  
【弁理士】  
【氏名又は名称】 内藤 浩樹  
【手数料の表示】  
【予納台帳番号】 011305  
【納付金額】 21,000円  
【提出物件の目録】  
【物件名】 特許請求の範囲 1  
【物件名】 明細書 1  
【物件名】 図面 1  
【物件名】 要約書 1  
【包括委任状番号】 9809938

## 【書類名】特許請求の範囲

## 【請求項 1】

第1の信号を周波数変換し第1のスペクトルを算出し、  
 第2の信号を周波数変換し第2のスペクトルを算出し、  
 $F_L \leq k < F_H$  の帯域の第2のスペクトルの形状を、 $0 \leq k < F_L$  の帯域の第1のスペクトルを内部状態として持つフィルタで推定し、  
 前記フィルタの特性を表す係数を符号化し、  
 前記フィルタの特性を表す係数に基づいて決定される第2のスペクトルの概形を併せて符号化する、  
 ことを特徴とするスペクトル符号化方法。

## 【請求項 2】

請求項1に記載のスペクトル符号化方法であって、  
 前記第2のスペクトルを複数のサブバンドに分割し、前記サブバンド毎に前記フィルタの特性を表す係数を符号化する、  
 ことを特徴とするスペクトル符号化方法。

## 【請求項 3】

フィルタが、(数1)と表され、前記フィルタのゼロ入力応答を用いて推定を行うことを特徴とする請求項1または2記載のスペクトル符号化方法。

## 【数1】

$$P(z) = \frac{1}{1 - \sum_{i=-M}^M \beta_i z^{-T+i}}$$

ただし、Mは任意の整数、Tはピッチ係数、 $\beta$ はフィルタ係数をあらわす。

## 【請求項 4】

前記フィルタにおいて、 $M=0$ 、 $\beta_0=1$ であることを特徴とする請求項3記載のスペクトル符号化方法。

## 【請求項 5】

ピッチ係数Tによって定まるサブバンド毎にスペクトルの概形を決定することを特徴とする請求項1、3、4記載のスペクトル符号化方法。

## 【請求項 6】

前記第1の信号は、下位レイヤで符号化された後に復号化されて得られた信号またはこの信号をアップサンプリングした信号であり、

前記第2の信号は、入力信号であることを特徴とする、請求項1から5に記載のスペクトル符号化方法。

## 【請求項 7】

フィルタの特性を表す係数を復号し、

第1の信号を周波数変換して第1のスペクトルを求め、 $0 \leq k < F_L$  の帯域の第1のスペクトルを内部状態として持つフィルタを用いて  $F_L \leq k < F_H$  の帯域の第2のスペクトルの推定値を生成し、

前記フィルタの特性を表す係数に基づいて決定される第2のスペクトルのスペクトル概形を併せて復号する、ことを特徴とするスペクトル復号化方法。

【請求項8】

請求項7に記載のスペクトル復号化方法であって、

前記第2のスペクトルを複数のサブバンドに分割し、前記サブバンド毎に前記フィルタの特性を表す係数を復号化する、

ことを特徴とするスペクトル復号化方法。

【請求項9】

フィルタが、(数1)と表され、前記フィルタのゼロ入力応答を用いて推定値を生成することを特徴とする請求7または8記載のスペクトル復号化方法。

【数1】

$$P(z) = \frac{1}{1 - \sum_{i=-M}^M \beta_i z^{-T+i}}$$

ただし、Mは任意の整数、Tはピッチ係数、 $\beta$ はフィルタ係数をあらわす。

【請求項10】

上記フィルタでM=0、 $\beta_0 = 1$ であることを特徴とする請求項9記載のスペクトル復号化方法。

【請求項11】

ピッチ係数Tによって定まるサブバンド毎にスペクトルの概形を復号することを特徴とする請求項7、9から11記載のスペクトル復号化方法。

【請求項12】

前記第1の信号は下位レイヤで復号化された信号またはこの信号をアップサンプリングした信号から生成することを特徴とする請求項7から11記載のスペクトル復号化方法。

【請求項13】

音響信号を電気的信号に変換する音響入力手段と、

前記音響入力手段から出力された信号をデジタル信号に変換するA/D変換手段と、

前記A/D変換手段から出力されたデジタル信号を、請求項1から請求項6のいずれかに記載のスペクトル符号化方法にて符号化を行う符号化装置と、

前記符号化装置から出力された符号化コードを無線周波数の信号に変調するRF変調手段と、

前記R F変調手段から出力された信号を電波に変換して送信する送信アンテナと、  
を具備することを特徴とする音響信号送信装置。

【請求項14】

電波を受信する受信アンテナと、

前記受信アンテナに受信された信号を復調するR F復調手段と、

前記R F復調手段にて得られた情報から請求項7から請求項12のいずれかに記載のス  
ペクトル復号化方法にて復号化を行う復号化装置と、

前記復号化装置から出力された信号をアナログ信号に変換するD/A変換手段と、

前記D/A変換手段から出力された電気的信号を音響信号に変換する音響出力手段と、  
を具備することを特徴とする音響信号受信装置。

【請求項15】

請求項13記載の音響信号送信装置あるいは請求項14記載の音響信号受信装置の少な  
くとも一方を具備することを特徴とする通信端末装置。

【請求項16】

請求項13記載の音響信号送信装置あるいは請求項14記載の音響信号受信装置の少な  
くとも一方を具備することを特徴とする基地局装置。

【書類名】明細書

【発明の名称】スペクトル符号化方法、スペクトル復号化方法、音響信号送信装置、音響信号受信装置、通信端末装置、および基地局装置

【技術分野】

【0001】

本発明は、オーディオ信号または音声信号の周波数帯域を拡張して音質を向上させる方法であり、さらにこの方法を適用したオーディオ信号または音声信号などの符号化方法および復号化方法に関するものである。

【背景技術】

【0002】

音声信号またはオーディオ信号を低ビットレートで圧縮する音声符号化技術やオーディオ符号化技術は、移動体通信における電波等の伝送路容量及び記録媒体の有効利用のためには重要である。

【0003】

音声信号を符号化する音声符号化に、ITU-T (International Telecommunication Union Telecommunication Standardization Sector) で規格化されているG726、G729などの方式が存在する。これらの方は、狭帯域信号 (300Hz～3.4kHz) を対象とし、8kbit/s～32kbit/sで高品質に符号化が行える。しかしこのような狭帯域信号は周波数帯域が最大3.4kHzまでと狭いため、その品質はこもっており臨場感に欠ける。

【0004】

また、音声符号化の分野では、広帯域信号 (50Hz～7kHz) を符号化の対象とする方式が存在する。その代表的な方法として、ITU-TのG722、G722.1や、3GPP (The 3rd Generation Partnership Project) のAMR-WBなどがある。これら方は、ビットレートが6.6kbit/s～64kbit/sで広帯域音声信号の符号化が行える。符号化の対象とする信号が音声の場合、広帯域信号は比較的高品質であるものの、オーディオ信号を対象とした場合や音声信号でもさらに高臨場感な品質が求められる場合には十分ではない。

【0005】

一般に、信号の最大周波数が10～15kHz程度まであるとFMラジオ相当の臨場感が得られ、20kHz程度までであればCD並みの品質が得られる。このような信号に対しては、MPEG (Moving Picture Expert Group) で規格化されているレイヤ3方式やAAC方式などに代表されるオーディオ符号化が適している。しかしながら、これらオーディオ符号化方式の場合には、符号化の対象となる周波数帯域が広くなるためビットレートが大きくなってしまう。

【0006】

特許文献1には、周波数帯域の広い信号を低ビットレートで高品質に符号化する方法として、入力信号を低域部と高域部に分割し、高域部は低域部のスペクトルを置換して代用することにより全体のビットレートを低減させる技術が記載されている。この従来技術を原信号に適用したときの処理の様子について図1を用いて説明する。ここでは説明を容易にするために原信号に従来技術を適用する場合について述べる。図1において横軸は周波数、縦軸は対数パワースペクトルを表す。また、図1(a)は周波数帯域が $0 \leq k < F_H$ に帯域制限された原信号の対数パワースペクトル、図1(b)は同信号を $0 \leq k < F_L$ に帯域制限されたときの対数パワースペクトル ( $F_L < F_H$ )、図1(c)は従来技術により低域のスペクトルを用いて高域のスペクトルを置換したときの図、図1(d)は置換後のスペクトルをスペクトル概形情報に従い置換スペクトルの形状を整えたときの図を表す。

【0007】

従来技術に従えば、スペクトルが $0 \leq k < F_L$ までの信号 (図1(b)) をもとに原信号を復号化して、 $F_L < k < F_H$ の部分を再構成する。この復号化された信号を図1(c)の高域スペクトルと組み合わせて、図1(d)の置換スペクトルを得る。

号のスペクトル（図1（a））を表すために、高域（この図では $F_L \leq k < F_H$ ）のスペクトルは低域（ $0 \leq k < F_L$ ）のスペクトルで置換される（図1（c））。なお簡単のために、ここでは $F_L = F_H/2$ の関係にある場合を想定して説明している。次に、原信号のスペクトル包絡情報に従い、高域の置換されたスペクトルの振幅値が調整され、原信号のスペクトルを推定したスペクトルが求められる（図1（d））。

【特許文献1】特表2001-521648号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0008】

一般に、音声信号やオーディオ信号のスペクトルは、図2（a）に示すように、ある周波数の整数倍にスペクトルのピークが現れる調波構造を持つことが知られている。調波構造は品質を保つ上で重要な情報であり、調波構造にずれが生じると品質劣化が知覚されてしまう。図2（a）に、あるオーディオ信号をスペクトル分析したときのスペクトルを示す。この図にあるように、原信号には間隔Tの調波構造が見受けられる。ここで従来技術に従い原信号のスペクトルを推定した図を図2（b）に示す。これら2つの図を見比べると、図2（b）の方では置換元の低域スペクトルと置換先の高域スペクトル（領域（ア））では調波構造が保持されているが、置換元の低域スペクトルと置換先の高域スペクトルの接続部（領域（イ））では調波構造が崩れていることが分かる。これは、従来技術では、調波構造の形状を考慮せずに置換が行われたことに起因している。推定スペクトルを時間信号に変換して試聴すると、このような調波構造の乱れによって主観的な品質が低下してしまうことになる。

【0009】

また、 $F_L$ が $F_H/2$ より小さい場合、つまり $F_L \leq k < F_H$ の帯域に2回以上低域スペクトルを置換する必要がある場合には、スペクトル概形の調整の際に別の問題が生じる。その問題を図3を用いて説明する。音声信号やオーディオ信号は一般にスペクトルが平坦ではなく低域もしくは高域のエネルギーのいずれかが大きい。このように音声信号やオーディオ信号ではスペクトルに傾きが生じている状態にあり、低域のエネルギーより高域のエネルギーの方が小さい場合が多い。このような状況でスペクトルの置換が行われると、スペクトルエネルギーの不連続が生じる（図3（a））。図3（a）に示されるように単に予め定められた一定周期（サブバンド）毎にスペクトル概形を調整するとすると、エネルギーの不連続が解消されず（図3（b）の（ア））、この現象が原因で復号信号に異音が発生するなどして主観的な品質が低下してしまう。

【課題を解決するための手段】

【0010】

本発明は、周波数帯域の広い信号を低ビットレートで高品質に符号化する技術を提案するものである。本発明の骨子は、低域のスペクトルを内部状態としてもつフィルタを用いて高域のスペクトルの形状を推定し、そのときのフィルタの特性を表す係数を符号化するスペクトル符号化法において、推定後の高域のスペクトルを適切なサブバンドにてスペクトル概形の調整を実施することにより、復号信号の品質を改善する点にある。

【0011】

本発明のスペクトル符号化法は、第1の信号を周波数変換し第1のスペクトルを算出する手段と、第2の信号を周波数変換し第2のスペクトルを算出する手段と、 $F_L \leq k < F_H$ の帯域の第2のスペクトルの形状を、 $0 \leq k < F_L$ の帯域の第1のスペクトルを内部状態として持つフィルタで推定し、このときのフィルタの特性を表す係数を符号化するスペクトル符号化方法において、フィルタの特性を表す係数に基づいて決定される第2のスペクトルの概形を併せて符号化する構成よりなる。

【0012】

この構成によれば、第1のスペクトル $S_1(k)$ を基に第2のスペクトル $S_2(k)$ の高域成分をフィルタによって推定することにより、フィルタの特性を表す係数のみを符号化すれば良く、低ビットレートで精度良く第2のスペクトル $S_2(k)$ の高域成分を推定

することが可能となる。さらに、フィルタの特性を表す係数に基づいてスペクトル概形を符号化するためにスペクトルのエネルギーの不連続が発生しなくなり品質を改善することが可能となる。

【0013】

さらに、本発明のスペクトル符号化法は、第2のスペクトルを複数のサブバンドに分割し、それぞれのサブバンド毎にフィルタの特性を表す係数とスペクトルの概形を符号化する構成よりなる。

【0014】

この構成によれば、第1のスペクトル  $S_1(k)$  を基に第2のスペクトル  $S_2(k)$  の高域成分をフィルタによって推定することにより、フィルタの特性を表す係数のみを符号化すれば良く、低ビットレートで精度良く第2のスペクトル  $S_2(k)$  の高域成分を推定することが可能となる。さらに、複数のサブバンドを予め決めておきそれぞれのサブバンド毎にフィルタの特性を表す係数とスペクトルの概形を符号化する構成になっているために、スペクトルのエネルギーの不連続が発生しなくなり品質を改善することが可能となる。

【0015】

さらに本発明のスペクトル符号化法は、前記構成において、フィルタが

【0016】

【数1】

$$P(z) = \frac{1}{1 - \sum_{i=-M}^M \beta_i z^{-T+i}}$$

【0017】

と表され、当該フィルタのゼロ入力応答を用いて推定を行う構成よりなる。この構成によれば、  $S_2(k)$  の推定値で生じる調波構造の崩れを回避することができ、品質が改善されるという効果が得られる。

【0018】

さらに本発明のスペクトル符号化法は、前記構成において、  $M=0$ 、  $\beta_0=1$  とした構成よりなる。この構成によれば、フィルタの特性はピッチ係数  $T$  のみで決定されることになるため、低ビットレートでスペクトルの推定を行うことができるという効果が得られる。

。

【0019】

さらに本発明のスペクトル符号化法は、前記構成において、ピッチ係数  $T$  によって定まるサブバンド毎にスペクトルの概形を決定する構成よりなる。この構成によれば、サブバンドの帯域幅が適切に定まるためスペクトルのエネルギーの不連続が発生しなくなり品質

を改善することが可能となる。

【0020】

さらに本発明のスペクトル符号化法は、前記構成において、第1の信号は下位レイヤで符号化された後に復号化されて得られた信号またはこの信号をアップサンプリングした信号であり、第2の信号は入力信号である構成よりなる。この構成によれば、複数レイヤの符号化部より構成される階層符号化に本発明を適用することができ、低ビットレートで高品質に入力信号を符号化できるという効果が得られる。

【0021】

本発明のスペクトル復号化法は、フィルタの特性を表す係数を復号し、第1の信号を周波数変換して第1のスペクトルを求め、 $0 \leq k < F_L$  の帯域の第1のスペクトルを内部状態として持つ当該フィルタを用いて  $F_L \leq k < F_H$  の帯域の第2のスペクトルの推定値を生成するスペクトル復号化方法において、フィルタの特性を表す係数に基づいて決定される第2のスペクトルのスペクトル概形を併せて復号する構成よりなる。

【0022】

この構成によれば、第1のスペクトル  $S_1(k)$  を基に第2のスペクトル  $S_2(k)$  の高域成分をフィルタによって推定して得られた符号化コードを復号することができるため、精度の良い第2のスペクトル  $S_2(k)$  の高域成分の推定値を復号できるという効果が得られる。さらに、フィルタの特性を表す係数に基づいて符号化したスペクトル概形を復号することができるため、スペクトルのエネルギーの不連続が発生しなくなり高品質な復号信号を生成することが可能となる。

【0023】

さらに本発明のスペクトル復号化法は、第2のスペクトルを複数のサブバンドに分割し、それぞれのサブバンド毎にフィルタの特性を表す係数とスペクトルの概形を復号する構成よりなる。

【0024】

この構成によれば、第1のスペクトル  $S_1(k)$  を基に第2のスペクトル  $S_2(k)$  の高域成分をフィルタによって推定して得られた符号化コードを復号することができるため、精度の良い第2のスペクトル  $S_2(k)$  の高域成分の推定値を復号できるという効果が得られる。さらに、複数のサブバンドを予め決めておきそれぞれのサブバンド毎に符号化されたフィルタの特性を表す係数とスペクトルの概形を復号することができるため、スペクトルのエネルギーの不連続が発生しなくなり高品質な復号信号を生成することが可能となる。

【0025】

さらに本発明のスペクトル復号化法は、前記構成において、フィルタが

【0026】

【数1】

$$P(z) = \frac{1}{1 - \sum_{i=-M}^M \beta_i z^{-T+i}}$$

## 【0027】

と表され、当該フィルタのゼロ入力応答を用いて推定値を生成する構成よりなる。この構成によれば、S2(k)の推定値で生じる調波構造の崩れを回避する方法にて得られた符号化コードを復号することができるため、品質が改善されたスペクトルの推定値を復号できるという効果が得られる。

## 【0028】

本発明のスペクトル復号化法は、前記構成において、M=0、 $\beta_0=1$ とした構成よりなる。この構成によれば、ピッチ係数Tのみで特性が規定されるフィルタに基づきスペクトルの推定を行い得られた符号化コードを復号することができるため、低ビットレートでスペクトルの推定値を復号できるという効果が得られる。

## 【0029】

本発明のスペクトル復号化法は、ピッチ係数Tによって定まるサブバンド毎にスペクトルの概形を復号する構成よりなる。この構成によれば、適切な帯域幅のサブバンド毎に算出されたスペクトル概形を復号することができるため、スペクトルのエネルギーの不連続が発生しなくなり品質を改善することが可能となる。

## 【0030】

さらに本発明のスペクトル復号化法は、前記構成において、第1の信号は下位レイヤで復号化された信号またはこの信号をアップサンプリングした信号から生成する構成よりなる。この構成によれば、複数レイヤの符号化部より構成される階層符号化により得られた符号化コードを復号することができるようになるため、低ビットレートで高品質な復号信号を得ることができるという効果が得られる。

## 【0031】

本発明の音響信号送信装置は、楽音や音声などの音響信号を電気的信号に変換する音響入力装置と、音響入力手段から出力される信号をデジタル信号に変換するA/D変換装置と、このA/D変換装置から出力されるデジタル信号の符号化を行う請求項1～6に記載の内の1つのスペクトル符号化方式を含む方法にて符号化を行う符号化装置と、この音響符号化装置から出力される符号化コードに対して変調処理等を行うRF変調装置と、このRF変調装置から出力された信号を電波に変換して送信する送信アンテナを具備する構成を採る。この構成によれば、少ないビット数で効率よく符号化する符号化装置を提供することができる。

## 【0032】

本発明の音響信号復号化装置は、受信電波を受信する受信アンテナと、前記受信アンテナで受信した信号の復調処理を行うRF復調装置と、前記RF復調装置によって得られた情報の復号化処理を請求項7～12に記載の内の1つのスペクトル復号化方法を含む方法にて復号化を行う復号化装置と、前記音響復号化装置によって復号化されたデジタル音響信号をD/A変換するD/A変換装置と、前記D/A変換装置から出力される電気的信号を音響信号に変換する音響出力装置を具備する構成を探る。この構成によれば、少ないビット数で効率よく符号化された音響信号を復号することができるので、良好な階層信号を出力することができる。

### 【0033】

本発明の通信端末装置は、上記の音響信号送信装置あるいは上記の音響信号受信装置の少なくとも一方を具備する構成を探る。本発明の基地局装置は、上記の音響信号送信装置あるいは上記の音響信号受信装置の少なくとも一方を具備する構成を探る。この構成によれば、少ないビット数で効率よく音響信号を符号化する通信端末装置や基地局装置を提供することができる。また、この構成によれば、少ないビット数で効率よく符号化された音響信号を復号することができる通信端末装置や基地局装置を提供することができる。

### 【発明の効果】

### 【0034】

本発明によれば、第1スペクトルを内部状態に持つフィルタを使って第2スペクトルの高域部の推定を行い、第2スペクトルの推定値との類似度が最も大きくなるときのフィルタ係数を符号化し、かつ第2スペクトルの推定値を適切なサブバンドにてスペクトル概形の調整を実施することにより、低ビットレートで高品質にスペクトルを符号化することができる。さらに本発明を階層符号化に適用することにより、音声信号やオーディオ信号を低ビットレートで高品質に符号化することができる。

### 【発明を実施するための最良の形態】

### 【0035】

#### (実施の形態1)

図4は、本発明の実施形態1に係るスペクトル符号化方法の構成を示すブロック図である。図4において、101が付与されているプロックが本発明のスペクトル符号化方法を示している。

### 【0036】

入力端子102から有効な周波数帯域が $0 \leq k < F_L$ の第1信号が入力され、入力端子103からは有効な周波数帯域が $0 \leq k < F_H$ の第2信号が入力される。次に、周波数領域変換部104では入力端子102から入力される第1信号に周波数変換を行い第1スペクトル $S_1(k)$ を算出し、周波数領域変換部105では入力端子103から入力される第2信号に周波数変換を行い第2スペクトル $S_2(k)$ を算出する。ここで周波数変換法としては、離散フーリエ変換(DFT)、離散コサイン変換(DCT)、変形離散コサイン変換(MDCT)などが適用できる。

### 【0037】

次に内部状態設定部106では、第1スペクトル $S_1(k)$ を使ってフィルタリング部107で用いられるフィルタの内部状態を設定する。フィルタリング部107では、内部状態設定部106で設定されたフィルタの内部状態と、ピッチ係数T設定部109から与えられるピッチ係数Tに基づきフィルタリングを行い、第2スペクトルの推定値 $D_2(k)$ を算出する。フィルタリングにより第2スペクトルの推定値 $D_2(k)$ を算出する過程を図5を用いて説明する。図5において、 $0 \leq k < F_H$ のスペクトルを便宜的に $S(k)$ と呼ぶことにする。図5に示すように、 $S(k)$ における $0 \leq k < F_L$ の領域はフィルタの内部状態として第1スペクトル $S_1(k)$ が格納されており、 $F_L \leq k < F_H$ の領域には第2スペクトルの推定値 $D_2(k)$ が生成されることになる。

### 【0038】

本実施例ではフィルタを(数2)で表すものを使用した場合について説明を行うものとし、ここでのTは係数設定部109より与えられた係数を表す。また、本説明ではM=1

とする。

【0039】

【数2】

$$P(z) = \frac{1}{1 - \sum_{i=-M}^M \beta_i z^{-T+i}}$$

【0040】

フィルタリング処理は周波数の低い方から順に、周波数Tだけ低いスペクトルを中心に対応する係数 $\beta_i$ を乗じて加算することで推定値を算出する。

【0041】

【数3】

$$S(k) = \sum_{i=-1}^1 \beta_i \cdot S(k - T - i)$$

【0042】

(数3)に従う処理を、 $F_L \leq k < F_H$ の間に行う。この結果算出される $S(k)$  ( $F_L \leq k < F_H$ ) が第2スペクトルの推定値 $D2(k)$ として利用される。

【0043】

探索部108では、周波数領域変換部105から与えられる第2スペクトル $S2(k)$ とフィルタリング部107から与えられる第2スペクトルの推定値 $D2(k)$ の類似度を算出する。類似度には様々な定義が存在するが、本実施例ではまずフィルタ係数 $\beta_{-1}$ および $\beta_1$ を0とみなして最小2乗誤差に基づき定義される(数4)に従い算出される類似度を用いた場合について説明する。この方法では、最適なピッチ係数 $T$ を算出した後にフィルタ係数 $\beta_i$ を決定することになる。

【0044】

## 【数4】

$$E = \sum_{k=FL}^{FH-1} S2(k)^2 - \frac{\left( \sum_{k=FL}^{FH-1} S2(k) \cdot D2(k) \right)^2}{\sum_{k=FL}^{FH-1} D2(k)^2}$$

## 【0045】

ここでEはS2(k)とD2(k)間の2乗誤差を表す。(数4)の右辺第1項はピッチ係数Tに関わらず固定値となるので、(数4)の右辺第2項を最大とするD2(k)を生成するピッチ係数Tが探索されることになる。本実施例では、式3(数4)の右辺第2項を類似度と呼ぶことにする。

## 【0046】

ピッチ係数T設定部109は、予め定められた探索範囲TMIN～TMAXに含まれるピッチ係数Tを順次フィルタリング部107に出力する機能を有する。そのため、ピッチ係数T設定部109よりピッチ係数Tが与えられる度にフィルタリング部107で $FL \leq k < FH$ の範囲のS(k)をゼロクリアした後にフィルタリングが行われ、探索部108にて類似度が算出される。探索部108では、算出される類似度の中で最大となるときのピッチ係数TmaxをTMIN～TMAXの間から決定し、そのピッチ係数Tmaxをフィルタ係数算出部110、第2スペクトル推定値生成部115、スペクトル概形調整サブバンド決定部112、および多重化部111に与える。図6にフィルタリング部107と探索部108とピッチ係数T設定部109の処理の流れを示す。

## 【0047】

図7に本実施形態の理解を容易にするために、フィルタリングの様子を表す例を示す。図7は、内部状態に格納されている第1スペクトルの調波構造と、3種類のピッチ係数T0, T1, T2を用いてフィルタリングを行い算出される第2スペクトルの推定値の調波構造の関係を示している。この例によれば、調波構造が保たれるピッチ係数Tとして第2スペクトルS2(k)に形状が近いT1が選択されることになる。また図8に内部状態に格納されている第1スペクトルの調波構造の別の例を示す。この例においても、調波構造が保持される推定スペクトルを算出するのはピッチ係数T1のときであり、探索部108から出力されるのはT1となる。

## 【0048】

次に、フィルタ係数算出部110では探索部108から与えられるピッチ係数Tmaxを用いてフィルタ係数 $\beta_i$ を求める。フィルタ係数 $\beta_i$ は(数5)に従う2乗歪Eを最小にするように求められる。

## 【0049】

## 【数5】

$$E = \sum_{k=FL}^{FH-1} \left( S2(k) - \sum_{i=-1}^1 \beta_i S(k - T_{\max} - i) \right)^2$$

## 【0050】

フィルタ係数算出部110では複数個の $\beta_i$  ( $i = -1, 0, 1$ ) の組合せを予めテーブルとして持っており、(数5)の2乗歪Eを最小とする $\beta_i$  ( $i = -1, 0, 1$ ) の組合せを決定し、そのコードを第2スペクトル推定値生成部115と多重化部111に与える。

## 【0051】

第2スペクトル推定値生成部115では、ピッチ係数 $T_{max}$ とフィルタ係数 $\beta_i$ を用いて、式1に従い第2スペクトルの推定値 $D2(k)$ を生成して、スペクトル概形調整係数符号化部113に与える。

## 【0052】

ピッチ係数 $T_{max}$ はスペクトル概形調整サブバンド決定部112にも与えられる。スペクトル概形調整サブバンド決定部112では、ピッチ係数 $T_{max}$ を基にスペクトル概形調整のためのサブバンドを決定する。第 $j$ 番目のサブバンドはピッチ係数 $T_{max}$ を用いて(数6)のように表すことができる。

## 【0053】

## 【数6】

$$\begin{cases} BL(j) = FL + (j-1) \cdot T_{\max} \\ BH(j) = FL + j \cdot T_{\max} \end{cases} \quad (0 \leq j < J)$$

## 【0054】

ここで、 $BL(j)$  は第 $j$ サブバンドの最小周波数、 $BH(j)$  は第 $j$ サブバンドの最大周波数を表す。また、サブバンド数 $J$  は第 $J-1$ サブバンドの最大周波数 $BH(J-1)$  が $FH$ を超える最小の整数として表される。このようにして決定されたスペクトル概形調整サブバンドの情報をスペクトル概形調整係数符号化部113に与える。

## 【0055】

スペクトル概形調整係数符号化部113では、スペクトル概形調整サブバンド決定部112から与えられるスペクトル概形調整サブバンド情報と、第2スペクトル推定値生成部115から与えられる第2スペクトルの推定値 $D2(k)$ と周波数領域変換部105より与えられる第2スペクトル $S2(k)$ を用いてスペクトル概形調整係数を算出し、符号化を行う。本実施形態では、当該スペクトル概形情報をサブバンド毎のスペクトルパワーで表す場合について説明する。このとき、第 $j$ サブバンドのスペクトルパワーは(数7)で表される。

## 【0056】

【数7】

$$B(j) = \sum_{k=BL(j)}^{BH(j)} S2(k)^2$$

【0057】

ここで、 $BL(j)$  は第  $j$  サブバンドの最小周波数、 $BH(j)$  は第  $j$  サブバンドの最大周波数を表す。このようにして求めた第 2 スペクトルのサブバンド情報を第 2 スペクトルのスペクトル概形情報とみなす。同様に第 2 スペクトルの推定値  $D2(k)$  のサブバンド情報  $b(j)$  を（数 8）に従い算出し、

【0058】

【数8】

$$b(j) = \sum_{k=BL(j)}^{BH(j)} D2(k)^2$$

【0059】

サブバンド毎の変動量  $V(j)$  を（数 9）に従い算出する。

【0060】

【数9】

$$V(j) = \sqrt{\frac{B(j)}{b(j)}}$$

【0061】

次に、変動量  $V(j)$  を符号化してそのコードを多重化部 111 に送る。

【0062】

より詳細なスペクトル概形情報を算出するために、次のような方法を適用しても良い。スペクトル概形調整サブバンドをさらにバンド幅の小さいサブバンドに分割し、それぞれのサブバンド毎にスペクトル概形調整係数を算出する。例えば、第  $j$  サブバンドを分割数  $N$  に分割したときには、

【0063】

【数10】

$$V(j, n) = \sqrt{\frac{B(j, n)}{b(j, n)}}$$

$$(0 \leq j < J, 0 \leq n < N)$$

【0064】

(数10) を用いて各サブバンドで  $N$  次のスペクトル調整係数のベクトルを算出し、このベクトルをベクトル量子化して歪が最小となる代表ベクトルのインデックスを多重化部 111 に出力する。ここで、 $B(j, n)$  および  $b(j, n)$  はそれぞれ、

【0065】

【数11】

$$B(j, n) = \sum_{k=BL(j, n)}^{BH(j, n)} S2(k)^2$$

$$(0 \leq j < J, 0 \leq n < N)$$

【0066】  
【数12】

$$b(j, n) = \sum_{k=BL(j, n)}^{BH(j, n)} D2(k)^2$$

$$(0 \leq j < J, 0 \leq n < N)$$

【0067】  
として算出される。また、BL(j, n)、BH(j, n)はそれぞれ、第jサブバンドの第n分割部の最小周波数と最大周波数を表す。

【0068】  
多重化部111では、探索部108から得られる最適なピッチ係数Tmaxの情報とフィルタ係数算出部110から得られるフィルタ係数の情報と、スペクトル概形調整係数符号化部113から得られるスペクトル概形調整係数の情報を多重化して出力端子114により出力する。

【0069】  
本実施形態では、(数2)におけるM=1のときについて説明を行ったが、この値に限定されることが無く、0以上の整数を用いることが可能である。また、本実施形態において、周波数領域変換部104, 105を用いる場合を説明したが、これらは時間領域信号を入力とする場合に必要な構成要素であり、直接スペクトルが入力される構成において周波数領域変換部は必要ない。

【0070】

(実施の形態2)

図9は、本発明の実施の形態2に係るスペクトル符号化法の構成を示すブロック図である。本実施形態では、フィルタリング部で用いるフィルタの構成が簡易なためフィルタ係数算出部が必要なく、少ない演算量で第2スペクトルの推定を行うことができるという効果が得られる。図9において、図4と同じ名称を持つ構成要素は同一の機能を有するため、そのような構成要素についての詳細な説明は省略する。

【0071】

フィルタリング部206で用いられるフィルタの構成は次式のように簡略化したものを使っている。

【0072】

【数13】

$$P(z) = \frac{1}{1 - z^{-T}}$$

【0073】

(数13)は、式1を基に $M=0$ 、 $\beta_0=1$ として表されるフィルタとなっている。このときのフィルタリングの様子を図10に示す。このように第2スペクトルの推定値 $D2(k)$ は、Tだけ離れた低域のスペクトルを順次コピーすることにより求めることができる。また探索部207では、最適なピッチ係数 $T_{max}$ を実施の形態1と同様に(数4)を最小とするときのピッチ係数Tを探索して決定する。このようにして求めたピッチ係数 $T_{max}$ を多重化部211に与える。

【0074】

本構成において、スペクトル概形調整係数符号化部210に与えられる第2スペクトルの推定値 $D2(k)$ は探索部207で探索のために一時的に生成したものを利用する想定している。よって、スペクトル概形調整係数符号化部210には探索部207より第2スペクトル推定値 $D2(k)$ が与えられている。

【0075】

本実施の形態で説明したフィルタは、低レート音声符号化の代表的な技術であるCEL P (Code-Excited Linear Prediction) 方式の構成要素の一つである適応符号帳 (adaptive codebook) と同じように動作するという特徴がある。

【0076】

(実施の形態3)

図11は、本発明の実施の形態3に係るスペクトル符号化法の構成を示すブロック図である。本実施の形態の特徴は、 $FL \leq k < FH$ の帯域を複数のサブバンドに予め分割しておき、それぞれのサブバンドについてピッチ係数Tの探索、フィルタ係数の算出およびスペクトル概形の調整を行い、これら情報を符号化する点にある。これにより、置換元である $0 \leq k < FL$ の帯域のスペクトルに含まれるスペクトル傾きに起因するスペクトルエネルギーの不連続の問題が回避され、さらにサブバンド毎に独立に符号化を行うためにより

高品質な帯域の拡張を実現できるという効果が得られる。図11において、図4と同じ名称を持つ構成要素は同一の機能を有するため、そのような構成要素についての詳細な説明は省略する。

【0077】

サブバンド分割部309は、周波数領域変換部304より与えられる第2のスペクトルS2(k)の帯域 $F_L \leq k < F_H$ を予め定めておいたJ個のサブバンドに分割する。本実施例では、J=4として説明する。サブバンド分割部309は、第0サブバンドに含まれるスペクトルS2(k)を端子310aに出力する。同様に、第1サブバンド、第2サブバンドおよび第3サブバンドに含まれるスペクトルS2(k)はそれぞれ、端子310b、310cおよび310dに出力される。

【0078】

サブバンド選択部312は、切り替え部311が端子310a、端子310b、端子310cおよび端子310dを順次選択するように切り替え部311を制御する。つまりサブバンド選択部312によって、探索部307、フィルタ係数算出部313およびスペクトル概形調整係数符号化部314に、第0サブバンド、第1サブバンド、第2サブバンドおよび第3サブバンドと順次選択されてスペクトルS2(k)が与えられることになる。以降は、サブバンド単位で処理が実施され、サブバンド毎にピッチ係数Tmax、フィルタ係数 $\beta_i$ およびスペクトル概形調整係数が求められ、多重化部315に与えられることになる。よって、多重化部315には、J個のピッチ係数Tmaxの情報、J個のフィルタ係数の情報およびJ個のスペクトル概形調整係数の情報が与えられる。

【0079】

また、本実施形態では予めサブバンドが決定されているために、スペクトル概形調整サブバンド決定部は必要なくなる。

【0080】

図12は、本実施の形態の処理の様子を表す図である。この図に示されるように、帯域 $F_L \leq k < F_H$ は予め定められたサブバンドに分割され、各々のサブバンド毎にTmax、 $\beta_i$ 、Vqを算出し、それぞれが多重化部に送られる。この構成により、低域スペクトルから置換されるスペクトルのバンド幅とスペクトル概形調整のためのサブバンドのバンド幅とが一致するために、スペクトルエネルギーの不連続が発生しなくなり、音質が改善される。

【0081】

(実施の形態4)

図13は、本発明の実施の形態4に係るスペクトル符号化法の構成を示すブロック図である。本実施形態の特徴は、前述の実施形態3を基にしてフィルタリング部で用いるフィルタの構成が簡易な点にある。このため、フィルタ係数算出部が必要なく、少ない演算量で第2スペクトルの推定を行うことができるという効果が得られる。図13において、図11と同じ名称を持つ構成要素は同一の機能を有するため、そのような構成要素についての詳細な説明は省略する。

【0082】

フィルタリング部406で用いられるフィルタの構成は次式のように簡略化したものを使用する。

【0083】

【数14】

$$P(z) = \frac{1}{1 - z^{-T}}$$

【0084】

(数14) は、式1を基に  $M=0$ 、  $\beta_0=1$  として表されるフィルタとなっている。このときのフィルタリングの様子を図10に示す。このように第2スペクトルの推定値  $D2(k)$  は、  $T$  だけ離れた低域のスペクトルを順次コピーすることにより求めることができる。また探索部407では、最適なピッチ係数  $T_{max}$  を実施形態1と同様に(数4)を最小とするときのピッチ係数  $T$  を探索して決定する。このようにして求めたピッチ係数  $T_{max}$  を多重化部414に与える。

【0085】

本構成において、スペクトル概形調整係数符号化部413に与えられる第2スペクトルの推定値  $D2(k)$  は探索部407で探索のために一時的に生成したものを利用する想定している。よって、スペクトル概形調整係数符号化部413には探索部407より第2スペクトル推定値  $D2(k)$  が与えられている。

【0086】

(実施の形態5)

図14は、本発明の実施形態5に係るスペクトル符号化法の構成を示すブロック図である。本実施形態の特徴は、第1スペクトル  $S1(k)$  と第2スペクトル  $S2(k)$  を、それぞれLPCスペクトルを用いてスペクトル傾きを補正し、補正後のスペクトルを用いて第2スペクトルの推定値  $D2(k)$  を求めている点にある。これにより、スペクトルエネルギーの不連続の問題が解消されるという効果が得られる。図14において、図13と同じ名称を持つ構成要素は同一の機能を有するため、そのような構成要素についての詳細な説明は省略する。また、本実施形態では前述の実施形態4に対してスペクトル傾き補正の技術を適用する場合について説明するが、これに限定されることは無く、前述した実施の形態1～3のそれについて本技術を適用することが可能である。

【0087】

入力端子505より、ここでは図示されないLPC分析部もしくはLPC復号部により求められたLPC係数が入力され、LPCスペクトル算出部506に与えられる。これとは別に、LPC係数は、入力端子501から入力される信号をLPC分析して求める構成であってもよい。この場合、入力端子505は必要なくなり、その代わりLPC分析部が新たに追加されることになる。

【0088】

LPCスペクトル算出部506では、LPC係数を基に、次に示す(数15)に従いスペクトル包絡を算出する。

【0089】

【数15】

$$el(k) = \left| \frac{1}{1 - \sum_{i=1}^{NP} \alpha(i) \cdot e^{-j \frac{2\pi k i}{K}}} \right|$$

【0090】

または、次の（数16）に従いスペクトル包絡を算出しても良い。

【0091】

【数16】

$$el(k) = \left| \frac{1}{1 - \sum_{i=1}^{NP} \alpha(i) \cdot \gamma^i \cdot e^{-j \frac{2\pi k i}{K}}} \right|$$

【0092】

ここで  $\alpha$  は LPC 係数、NP は LPC 係数の次数、K はスペクトル分解能を表す。また  $\gamma$  は 0 以上 1 未満の定数であり、この  $\gamma$  の使用によりスペクトルの形状を平滑化させることができ。このようにして求めたスペクトル包絡  $el(k)$  はスペクトル傾き補正 507 に与えられる。

【0093】

スペクトル傾き補正 507 では、LPC スペクトル算出部 506 より得られるスペクトル包絡  $el(k)$  を使い、周波数領域変換部 503 より与えられる第1スペクトル  $S_1(k)$  に内在するスペクトル傾きを次の（数17）に従い補正する。

【0094】

【数17】

$$S1new(k) = \frac{S1(k)}{e1(k)}$$

【0095】

このようにして求めた補正後の第1スペクトルを内部状態設定部511に与える。

【0096】

その一方で第2スペクトルの算出の際にも同様の処理を行う。入力端子502から入力される第2信号をLPC分析部508に与え、LPC分析を行いLPC係数を求める。ここで求めたLPC係数はLSP係数などの符号化に適したパラメータに変換した後に符号化され、そのインデックスを多重化部521に与える。それと同時に、LPC係数を復号して復号LPC係数をLPCスペクトル算出部509に与える。LPCスペクトル算出部509は、前述したLPCスペクトル算出部506と同様の機能を有しており、第2信号用のスペクトル包絡 $e2(k)$ を(数15)または(数16)に従い算出する。スペクトル傾き補正部510は、前述したスペクトル傾き補正507と同様の機能を有し、第2スペクトルに内在するスペクトル傾きを次の(数18)に従い補正する。

【0097】

【数18】

$$S2new(k) = \frac{S2(k)}{e2(k)}$$

【0098】

このようにして求めた補正後の第2スペクトルを探索部513に与えると同時にスペクトル傾き付与部519に与える。

【0099】

スペクトル傾き付与部519では、探索部513から与えられる第2スペクトルの推定値 $D2(k)$ に次の(数19)に従いスペクトル傾きを付与する。

【0100】

【数19】

$$D2new(k) = D2(k) \cdot e2(k)$$

## 【0101】

このようにして算出した第2スペクトルの推定値  $s_{2\text{ new}}(k)$  をスペクトル概形調整係数符号化部520に与える。

## 【0102】

多重化部521では、探索部513から与えられるピッチ係数  $T_{\text{max}}$  の情報、スペクトル概形調整係数符号化部520から与えられる調整係数の情報、LPC分析部から与えられるLPC係数の符号化情報を多重化して出力端子522より出力する。

## 【0103】

## (実施の形態6)

図15は、本発明の実施の形態6に係るスペクトル符号化法の構成を示すブロック図である。本実施形態の特徴は、第1スペクトル  $S_1(k)$  の中から比較的スペクトルの形状が平坦な帯域を検出し、この平坦な帯域からピッチ係数  $T$  の探索を行う。これにより、置換後のスペクトルのエネルギーが不連続になりにくくなり、スペクトルエネルギーの不連続の問題が回避されるという効果が得られる。図15において、図13と同じ名称を持つ構成要素は同一の機能を有するため、そのような構成要素についての詳細な説明は省略する。また、本実施形態では前述の実施形態4に対してスペクトル傾き補正の技術を適用する場合について説明するが、これに限定されることは無く、これまで前述した実施形態のそれぞれについて本技術を適用することが可能である。

## 【0104】

スペクトル平坦部検出部605には、周波数領域変換部603より第1スペクトル  $S_1(k)$  が与えられ、第1スペクトル  $S_1(k)$  からスペクトルの形状が平坦な帯域を検出する。スペクトル平坦部検出部605では、帯域  $0 \leq k < F_L$  の第1スペクトル  $S_1(k)$  を複数のサブバンドに分割し、各々のサブバンドのスペクトル変動量を定量化し、そのスペクトル変動量が最も小さいサブバンドを検出する。そのサブバンドを示す情報をピッチ係数  $T$  設定部609および多重化部615に与える。

## 【0105】

本実施例ではスペクトルの変動量を定量化する手段として、サブバンドに含まれるスペクトルの分散値を用いる場合について説明する。帯域  $0 \leq k < F_L$  を  $N$  個のサブバンドに分割し、各サブバンドに含まれるスペクトル  $S_1(k)$  の分散値  $u(n)$  を次の(数20)に従い算出する。

## 【0106】

## 【数20】

$$u(n) = \frac{\sum_{k=BL(n)}^{BH(n)} (|S_1(k)| - S_1_{\text{mean}})^2}{BH(n) + BL(n) + 1}$$

## 【0107】

ここで  $BL(n)$  は第  $n$  サブバンドの最小周波数、  $BH(n)$  は第  $n$  サブバンドの最大周波数、  $S_1_{\text{mean}}$  は、第  $n$  サブバンドに含まれるスペクトルの絶対値の平均を表す。ここでスペクトルの絶対値をとるのは、スペクトルの振幅値の観点での平坦な帯域の検出を目的としているからである。

## 【0108】

このようにして求めた各サブバンドの分散値  $u(n)$  を比較し、最も分散値の小さいサ

ブバンドを決定し、そのサブバンドを示す変数nをピッチ係数T設定部609および多重化部615に与えることになる。

#### 【0109】

ピッチ係数T設定部609では、スペクトル平坦部検出部605にて決定されたサブバンドの帯域の中にピッチ係数Tの探索範囲を限定し、その限定された範囲の中でピッチ係数Tの候補を決定する。これにより、スペクトルエネルギーの変動が小さい帯域の中からピッチ係数Tが決定されることになるため、スペクトルエネルギーの不連続の問題が緩和される。

#### 【0110】

多重化部615では、探索部608から与えられるピッチ係数Tmaxの情報、スペクトル概形調整係数符号化部614から与えられる調整係数の情報、スペクトル平坦部検出部605から与えられるサブバンドの情報を多重化して出力端子616より出力する。

#### (実施の形態7)

図16は、本発明の実施の形態7に係るスペクトル符号化法の構成を示すブロック図である。本実施形態の特徴は、入力信号の周期性の強さによってピッチ係数Tを探索する範囲を適応的に変化させる点にある。これにより、無声部のように周期性の低い信号に対しては調波構造が存在しないので探索範囲を非常に小さく設定しても問題は生じにくい。また有声部のように周期性の高い信号に対しては、そのときのピッチ周期の値によってピッチ係数Tを探索する範囲を変更する。これにより、ピッチ係数Tを表すための情報量を小さくすることができ、ピットレートを削減することが可能となる。図16において、図13と同じ名称を持つ構成要素は同一の機能を有するため、そのような構成要素についての詳細な説明は省略する。また、本実施の形態では前述の実施形態4に対して本技術を適用する場合について説明するが、これに限定されることは無く、これまで前述した実施の形態のそれぞれについて本技術を適用することが可能である。

#### 【0111】

入力端子706からは、ピッチ周期性の強さを表すパラメータとピッチ周期の長さを表すパラメータの少なくとも一方が入力されてくる。本実施例では、ピッチ周期の強さを表すパラメータとピッチ周期の長さを表すパラメータが入力されるときの説明を行う。また、本実施例では、ここでは図示されないCEL Pの適応符号帳探索にて求められたピッチ周期PとピッチゲインPgが入力端子706より入力されるものとして説明を行う。

#### 【0112】

探索範囲決定部707では、入力端子706より与えられるピッチ周期PとピッチゲインPgを用いて探索範囲を決定する。まず、入力信号の周期性の強さをピッチゲインPgの大きさで判定する。ピッチゲインPgが閾値と比較して大きい場合には、入力端子701から入力される入力信号は有声部であるとみなし、ピッチ周期Pで表される調波構造の少なくとも1つの調波を含むようにピッチ係数Tの探索範囲を表すTMINとTMAXを決定する。従ってピッチ周期Pの周波数が大きい場合にピッチ係数Tの探索範囲は広く設定され、逆にピッチ周期Pの周波数が小さい場合にはピッチ係数Tの探索範囲を狭く設定される。

ピッチゲインPgが閾値と比較して小さい場合には、入力端子701から入力される入力信号は無声部であるとみなし、調波構造が無いとしてピッチ係数Tを探索する探索範囲を非常に狭く設定する。

#### (実施の形態8)

図17は、本発明の実施の形態8に係る階層符号化法の構成を示すブロック図である。本実施形態では、前述した実施形態1～7のいずれか一つを階層符号化に適用することにより、音声信号もしくはオーディオ信号を低ピットレートで高品質に符号化することが可能となる。

#### 【0113】

入力端子801から音響データが入力され、ダウンサンプリング部802でサンプリングレートの低い信号が生成される。ダウンサンプリングされた信号が第1レイヤ符号化部

803に与えられ、当該信号を符号化する。第1レイヤ符号化部803の符号化コードは多重化部807に与えられると共に、第1レイヤ復号化部804に与えられる。第1レイヤ復号化部804では、符号化コードをもとに第1レイヤの復号信号を生成する。

#### 【0114】

次に、アップサンプリング部805にて第1レイヤ符号化手段803の復号信号のサンプリングレートを上げる。遅延部806は、入力端子801から入力される入力信号に特定の長さの遅延を与える。この遅延の大きさをダウンサンプリング部802と第1レイヤ符号化部803と第1レイヤ復号化部804とアップサンプリング部805で生じる時間遅れと同値とする。

#### 【0115】

スペクトル符号化部101には、前述の実施の形態1～7の内のいずれかひとつが適用され、アップサンプリング部805から得られる信号を第1信号、遅延部806から得られる信号を第2信号としてスペクトル符号化を行い、符号化コードを多重化部807に出力する。

#### 【0116】

第1レイヤ符号化部803で求められる符号化コードとスペクトル符号化部101で求められる符号化コードは多重化部807にて多重化され、出力コードとして出力端子808より出力される。

#### 【0117】

スペクトル符号化部101の構成が図14および図16に示されるものであるとき、本実施形態に係る階層符号化法の構成は図18のようになる。図18と図17の違いは、スペクトル符号化部101に第1レイヤ復号化部904より直接入力される信号線が追加されている点にある。これは、第1レイヤ復号化部904で復号されたLPC係数またはピッチ周期PやピッチゲインP<sub>g</sub>がスペクトル符号化部101に与えられることを表している。

#### (実施の形態9)

図19は、本発明の実施の形態9に係るスペクトル復号化法の構成を示すブロック図である。図19において、1001が付与されているブロックが本発明のスペクトル復号化法を示している。

#### 【0118】

本実施の形態では、第1のスペクトルを基に第2のスペクトルの高域成分をフィルタによって推定して生成される符号化コードを復号することができ精度の良い推定スペクトルを復号することが可能になり、かつ推定後の高域のスペクトルを適切なサブバンドにてスペクトル概形を調整することにより、復号信号の品質を改善するという効果が得られる。入力端子1002からここでは図示されないスペクトル符号化部にて符号化された符号化コードが入力され、分離部1003に与えられる。分離部1003では、フィルタ係数の情報をフィルタリング部1007とスペクトル概形調整サブバンド決定部1008に与える。それとともに、スペクトル概形調整係数の情報をスペクトル概形調整係数復号部1009に与える。さらに、入力端子1004から有効な周波数帯域が $0 \leq k < F_L$ の第1信号が入力され、周波数領域変換部1005では入力端子1004から入力された時間領域信号に周波数変換を行い第1スペクトルS1(k)を算出する。ここで周波数変換法としては、離散フーリエ変換(DFT)、離散コサイン変換(DCT)、変形離散コサイン変換(MDCT)などが適用できる。

#### 【0119】

次に内部状態設定部1006では、第1スペクトルS1(k)を使ってフィルタリング部1007で用いられるフィルタの内部状態を設定する。フィルタリング部1007では、内部状態設定部1006で設定されたフィルタの内部状態と、分離部1003から与えられるピッチ係数T<sub>max</sub>およびフィルタ係数 $\beta$ に基づきフィルタリングを行い、第2スペクトルの推定値D2(k)を算出する。この場合、フィルタリング部1007では(数1)に記載のフィルタが用いられる。また、(数13)に記載のフィルタを用いる場合には、分離

部1003から与えられるのはピッチ係数 $T_{max}$ のみとなる。どちらのフィルタを利用するかは、ここでは図示されないスペクトル符号化部で用いたフィルタの種類に対応し、そのフィルタと同一のフィルタを用いる。

## 【0120】

フィルタリング部1007から生成される復号スペクトル $D(k)$ の状態を図20に示す。図20にあるように、復号スペクトル $D(k)$ の周波数帯域 $0 \leq k < F_L$ において第1スペクトル $S_1(k)$ 、周波数帯域 $F_L \leq k < F_H$ において第2スペクトルの推定値 $D_2(k)$ により構成される。

## 【0121】

スペクトル概形調整サブバンド決定部1008は、分離部1003より与えられるピッチ係数 $T_{max}$ を用いてスペクトル概形の調整を行うサブバンドを決定する。第 $j$ 番目のサブバンドはピッチ係数 $T_{max}$ を用いて次の(数21)のように表すことができる。

## 【0122】

【数21】

$$\left\{ \begin{array}{l} BL(j) = FL + (j-1) \cdot T_{max} \\ BH(j) = FL + j \cdot T_{max} \end{array} \right. \quad (0 \leq j < J)$$

## 【0123】

ここで、 $BL(j)$ は第 $j$ サブバンドの最小周波数、 $BH(j)$ は第 $j$ サブバンドの最大周波数を表す。また、サブバンド数 $J$ は第 $J-1$ サブバンドの最大周波数 $BH(J-1)$ が $F_H$ を超える最小の整数として表される。このようにして決定されたスペクトル概形調整サブバンドの情報をスペクトル調整部1010に与える。

## 【0124】

スペクトル概形調整係数復号部1009では分離部1003から与えらるスペクトル概形調整係数の情報を基にスペクトル概形調整係数を復号し、この復号されたスペクトル概形調整係数をスペクトル調整部1010に与える。ここで、スペクトル概形調整係数は、(数9)に示されるサブバンド毎の変動量を量子化し、その後に復号した値 $V_q(j)$ を表す。

## 【0125】

スペクトル調整部1010では、フィルタリング部1007から得られる復号スペクトル $D(k)$ に、スペクトル概形調整サブバンド決定部1008より与えられるサブバンドに対しスペクトル概形調整係数復号部1009で復号されたサブバンド毎の変動量の復号値 $V_q(j)$ を次の(数22)に従い乗じることにより、復号スペクトル $D(k)$ の周波数帯域 $F_L \leq k < F_H$ のスペクトル形状を調整し、調整後の復号スペクトル $S_3(k)$ を生成する。

## 【0126】

## 【数22】

$$S3(k) = D(k) \cdot V_q(j) \quad (BL(j) \leq k \leq BH(j), \text{ for all } j)$$

## 【0127】

この復号スペクトル  $S_3(k)$  は時間領域変換部 1011 に与えられ時間領域信号に変換し、出力端子 1012 より出力する。時間領域変換部 1011 にて時間領域信号に変換する際には、必要に応じて適切な窓掛けおよび重ね合わせ加算などの処理を行い、フレーム間に生じる不連続を回避する。

## 【0128】

## (実施の形態 10)

図 21 は、本発明の実施形態 10 に係るスペクトル復号化法の構成を示すブロック図である。本実施形態の特徴は、 $F_L \leq k < F_H$  の帯域を複数のサブバンドに予め分割しており、それぞれのサブバンドの情報を用いて復号することができる点にある。これにより、置換元である  $0 \leq k < F_L$  の帯域のスペクトルに含まれるスペクトル傾きに起因するスペクトルエネルギーの不連続の問題が回避され、さらにサブバンド毎に独立に符号化された符号化コードを復号できるため、高品質な復号信号を生成することができる。図 21 において、図 19 と同じ名称を持つ構成要素は同一の機能を有するため、そのような構成要素についての詳細な説明は省略する。

## 【0129】

本実施の形態では、図 12 に示されるように帯域  $F_L \leq k < F_H$  を予め定めておいた  $J$  個のサブバンドに分割し、それぞれのサブバンドについて符号化されたピッチ係数  $T_{m a x}$ 、フィルタ係数  $\beta$ 、スペクトル概形調整係数  $V_q$  を復号して音声信号を生成する。もし  $k$  は、それぞれのサブバンドについて符号化されたピッチ係数  $T_{m a x}$ 、スペクトル概形調整係数  $V_q$  を復号して音声信号を生成するものである。どちらの手法に従うかは、ここでは図示されないスペクトル符号化部で用いられたフィルタの種類に依存する。前者の場合には(数1)、後者の場合には(数13)のフィルタを用いていることになる。

## 【0130】

スペクトル調整部 1108 から、帯域  $0 \leq k < F_L$  には第 1 スペクトル  $S_1(k)$  が格納され、帯域  $F_L \leq k < F_H$  については  $J$  個のサブバンドに分割されたスペクトル概形調整後のスペクトルがサブバンド統合部 1109 に与えられる。サブバンド統合部 1109 では、これらスペクトルを結合して図 20 に示されるような復号スペクトル  $D(k)$  を生成する。このようにして生成された復号スペクトル  $D(k)$  を時間領域変換部 1110 に与える。本実施の形態のフローチャートを図 22 に示す。

## 【0131】

## (実施の形態 11)

図 23 は、本発明の実施形態 11 に係るスペクトル復号化法の構成を示すブロック図である。本実施形態の特徴は、第 1 スペクトル  $S_1(k)$  と第 2 スペクトル  $S_2(k)$  を、それぞれ LPC スペクトルを用いてスペクトル傾きを補正し、補正後のスペクトルを用いて第 2 スペクトルの推定値  $D_2(k)$  を求めて得られる符号を復号できる点にある。これにより、スペクトルエネルギーの不連続の問題が解消されたスペクトルを得ることができ、高品質な復号信号を生成できるという効果が得られる。図 23 において、図 21 と同じ名称を持つ構成要素は同一の機能を有するため、そのような構成要素についての詳細な説明は省略する。また、本実施形態では前述の実施形態 10 に対してスペクトル傾き補正の技術を適用する場合について説明するが、これに限定されることはない。前述した実施の形態 9 に対して本技術を適用することが可能である。

## 【0132】

LPC 係数復号部 1210 は、分離部 1202 より与えられる LPC 係数の情報を基に LPC 係数を復号し、LPC スペクトル算出部 1211 に LPC 係数を与える。LPC 係数復号部 1210 の処理は、ここでは図示されない符号化部の LPC 分析部内で行われる。

LPC係数の符号化処理に依存し、そこで符号化処理で得られた符号を復号する処理が実施される。LPCスペクトル算出部1211は、(数15)または(数16)に従いLPCスペクトルを算出する。どのような方法を用いるかは、ここでは図示されない符号化部のLPCスペクトル算出部で用いた方法と同じ方法を適用すれば良い。LPCスペクトル算出部1211で求められたLPCスペクトルはスペクトル傾き付与部1209に与えられる。

#### 【0133】

その一方で、入力端子1215からは、ここでは図示されないLPC復号部もしくはLPC算出部で求められたLPC係数が入力され、LPCスペクトル算出部1216に与えられる。LPCスペクトル1216では、(数15)または(数16)に従いLPCスペクトルを算出する。どちらを使用するかは、ここでは図示されない符号化部でどのような方法を用いたかに依存する。

#### 【0134】

スペクトル傾き付与部1209では、(数23)に従いフィルタリング部1206より与えられる復号スペクトルD(k)にスペクトル傾きを乗じ、その後にスペクトル傾きを付与された復号スペクトルD(k)をスペクトル調整部1207に与える。(数23)において、e1(k)はLPCスペクトル算出部1216の出力、e2(k)はLPCスペクトル算出部1211の出力を表す。

#### 【0135】

#### 【数23】

$$D2new(k) = \frac{D2(k)}{e1(k)} \cdot e2(k)$$

#### (実施の形態12)

図24は、本発明の実施形態12に係るスペクトル復号化法の構成を示すブロック図である。本実施形態の特徴は、第1スペクトルS1(k)の中から比較的スペクトルの形状が平坦な帯域を検出し、この平坦な帯域からピッチ係数Tの探索を行うことにより得られる符号を復号できる点にある。これにより、置換後のスペクトルのエネルギーが不連続になりにくくなり、スペクトルエネルギーの不連続の問題が回避される復号スペクトルを得ることができ、高品質な復号信号を生成することができるという効果が得られる。図24において、図21と同じ名称を持つ構成要素は同一の機能を有するため、そのような構成要素についての詳細な説明は省略する。また、本実施形態では前述の実施形態10に対して本技術を適用する場合について説明するが、これに限定されることは無く、前述した実施形態9および実施形態11に対して本技術を適用することが可能である。

#### 【0136】

分離部1302から帯域 $0 \leq k < F_L$ をN個のサブバンドに分割した内のどのサブバンドが選択されたかを示すサブバンド選択情報nと、第nサブバンドに含まれる周波数の内、どの位置を置換元の始点として使用したかを示す情報がピッチ係数Tmax生成部1303に与えられる。ピッチ係数Tmax生成部1303では、これら2つの情報を基にフィルタリング部1307で用いられるピッチ係数Tmaxを生成し、フィルタリング部1307にピッチ係数Tmaxを与える。

#### 【0137】

## (実施の形態13)

図25は、本発明の実施の形態13に係る階層復号化法の構成を示すブロック図である。本実施形態では、前述した実施の形態9～12のいずれか一つを階層復号化法に適用することにより、前述した実施の形態8の階層符号化法により生成された符号化コードを復号することができるようになり、高品質な音声信号もしくはオーディオ信号を復号することができる可能となる。

## 【0138】

入力端子1401からここでは図示されない階層信号符号化法にて符号化されたコードが入力され、分離部1402にて前記コードを分離して第1レイヤ復号化部用の符号とスペクトル復号化部用の符号を生成する。第1レイヤ復号化部1403では、分離部1402で得られた符号を用いてサンプリングレート2・FLの復号信号を復号し、当該復号信号をアップサンプリング部1405に与える。アップサンプリング部1405では、第1レイヤ復号化部1403より与えられる第1レイヤ復号信号のサンプリング周波数を2・FHに上げる。本構成によれば、第1レイヤ復号化部1403で生成される第1レイヤ復号信号を出力する必要がある場合には、出力端子1404より出力させることができる。第1レイヤ復号信号が必要ない場合には、出力端子1404を構成より削除することができる。

## 【0139】

スペクトル復号化部1001に、分離部1402で分離された符号とアップサンプリング部1405で生成されたアップサンプリング後の第1レイヤ復号信号が与えられる。スペクトル復号化部1001では、前述した実施形態9～12の内の1つの方法に基づきスペクトル復号化を行い、サンプリング周波数2・FHの復号信号を生成し、出力端子1406より出力する。スペクトル復号化部1001では、アップサンプリング部1405より与えられるアップサンプリング後の第1レイヤ復号信号を第1信号とみなして処理を行うことになる。

## 【0140】

スペクトル復号化部1001の構成が図23に示されるものであるとき、本実施形態に係る階層復号化法の構成は図30のようになる。図25と図30の違いは、スペクトル復号化部1001に分離部1402より直接入力される信号線が追加されている点にある。これは、分離部1402で復号されたLPC係数またはピッチ周期PやピッチゲインPgがスペクトル復号化部1001に与えられることを表している。

## 【0141】

## (実施の形態14)

次に、本発明の実施の形態14について、図面を参照して説明する。図26は、本発明の実施の形態14に係る音響信号符号化装置の構成を示すブロック図である。図26における音響符号化装置1504は前述した実施形態8に示した階層符号化法によって構成されている点に本実施形態の特徴がある。

## 【0142】

図26に示すように、本発明の実施の形態14に係る音響信号符号化装置1500は、入力装置1502、AD変換装置1503及びネットワーク1505に接続されている音響符号化装置1504を具備している。

## 【0143】

AD変換装置1503の入力端子は、入力装置1502の出力端子に接続されている。音響符号化装置1504の入力端子は、AD変換装置1503の出力端子に接続されている。音響符号化装置1504の出力端子はネットワーク1505に接続されている。

## 【0144】

入力装置1502は、人間の耳に聞こえる音波1501を電気的信号であるアナログ信号に変換してAD変換装置1503に与える。AD変換装置1503はアナログ信号をデジタル信号に変換して音響符号化装置1504に与える。音響符号化装置1504は入力されてくるデジタル信号を符号化してコードを生成し、ネットワーク1505に出力

する。

【0145】

本発明の実施の形態14によれば、前述した実施の形態8に示したような効果を享受でき、効率よく音響信号を符号化する音響符号化装置を提供することができる。

【0146】

(実施の形態15)

次に、本発明の実施の形態15について、図面を参照して説明する。図27は、本発明の実施の形態15に係る音響信号復号化装置の構成を示すブロック図である。図27における音響信号復号化装置1603は前述した実施形態13に示した階層復号化法によって構成されている点に本実施形態の特徴がある。

【0147】

図27に示すように、本発明の実施の形態15に係る音響信号復号化装置1600は、ネットワーク1601に接続されている受信装置1602、音響復号化装置1603、及びDA変換装置1604及び出力装置1605を具備している。

【0148】

受信装置1602の入力端子は、ネットワーク1601に接続されている。音響復号化装置1603の入力端子は、受信装置1602の出力端子に接続されている。DA変換装置1604の入力端子は、音声復号化装置1603の出力端子に接続されている。出力装置1605の入力端子は、DA変換装置1604の出力端子に接続されている。

【0149】

受信装置1602は、ネットワーク1601からのデジタルの符号化音響信号を受けてデジタルの受信音響信号を生成して音響復号化装置1603に与える。音声復号化装置1603は、受信装置1602からの受信音響信号を受けてこの受信音響信号に復号化処理を行ってデジタルの復号化音響信号を生成してDA変換装置1604に与える。DA変換装置1604は、音響復号化装置1603からのデジタルの復号化音声信号を変換してアナログの復号化音声信号を生成して出力装置1605に与える。出力装置1605は、電気的信号であるアナログの復号化音響信号を空気の振動に変換して音波1606として人間の耳に聞こえるように出力する。

【0150】

本発明の実施の形態15によれば、前述した実施の形態13に示したような効果を享受でき、少ないビット数で効率よく符号化された音響信号を復号することができるので、良好な音響信号を出力することができる。

【0151】

(実施の形態16)

次に、本発明の実施の形態16について、図面を参照して説明する。図28は、本発明の実施の形態16に係る音響信号送信符号化装置の構成を示すブロック図である。本発明の実施の形態16において、図28における音響符号化装置1704は、前述した実施形態8に示した階層符号化法によって構成されている点に本実施形態の特徴がある。

【0152】

図28に示すように、本発明の実施の形態16に係る音響信号送信符号化装置1700は、入力装置1702、AD変換装置1703、音響符号化装置1704、RF変調装置1705及びアンテナ1706を具備している。

【0153】

入力装置1702は人間の耳に聞こえる音波1701を電気的信号であるアナログ信号に変換してAD変換装置1703に与える。AD変換装置1703はアナログ信号をデジタル信号に変換して音響符号化装置1704に与える。音響符号化装置1704は入力されてくるデジタル信号を符号化して符号化音響信号を生成し、RF変調装置1705に与える。RF変調装置1705は、符号化音響信号を変調して変調符号化音響信号を生成し、アンテナ1706に与える。アンテナ1706は、変調符号化音響信号を電波1707として送信する。

## 【0154】

本発明の実施の形態16によれば、前述した実施の形態8に示したような効果を享受でき、少ないビット数で効率よく音響信号を符号化することができる。

## 【0155】

なお、本発明は、オーディオ信号を用いる送信装置、送信符号化装置又は音響信号符号化装置に適用することができる。また、本発明は、移動局装置又は基地局装置にも適用することができる。

## 【0156】

## (実施の形態17)

次に、本発明の実施の形態17について、図面を参照して説明する。図29は、本発明の実施の形態17に係る音響信号受信復号化装置の構成を示すブロック図である。本発明の実施の形態17において、図29における音響復号化装置1804は、前述した実施形態13に示した階層復号化法によって構成されている点に本実施形態の特徴がある。

## 【0157】

図29に示すように、本発明の実施の形態17に係る音響信号受信復号化装置1800は、アンテナ1802、RF復調装置1803、音響復号化装置1804、DA変換装置1805及び出力装置1806を具備している。

## 【0158】

アンテナ1802は、電波1801としてのデジタルの符号化音響信号を受けて電気信号のデジタルの受信符号化音響信号を生成してRF復調装置1803に与える。RF復調装置1803は、アンテナ1802からの受信符号化音響信号を復調して復調符号化音響信号を生成して音響復号化装置1804に与える。

## 【0159】

音響復号化装置1804は、RF復調装置1803からのデジタルの復調符号化音響信号を受けて復号化処理を行ってデジタルの復号化音響信号を生成してDA変換装置1805に与える。DA変換装置1805は、音響復号化装置1804からのデジタルの復号化音声信号を変換してアナログの復号化音声信号を生成して出力装置1806に与える。出力装置1806は、電気的信号であるアナログの復号化音声信号を空気の振動に変換して音波1807として人間の耳に聴こえるように出力する。

## 【0160】

本発明の実施の形態17によれば、前述した実施の形態13に示したような効果を享受でき、少ないビット数で効率よく符号化された音響信号を復号することができるので、良好な音響信号を出力することができる。

## 【0161】

なお、本発明は、オーディオ信号を用いる受信装置、受信復号化装置又は音声信号復号化装置に適用することができる。また、本発明は、移動局装置又は基地局装置にも適用することができる。

## 【産業上の利用可能性】

## 【0162】

本発明は、第1スペクトルを内部状態に持つフィルタを使って第2スペクトルの高域部の推定を行い、第2スペクトルの推定値との類似度が最も大きくなるときのフィルタ係数を符号化し、かつ第2スペクトルの推定値を適切なサブバンドにてスペクトル概形の調整を実施することにより、低ビットレートで高品質にスペクトルを符号化することができる。さらに本発明を階層符号化に適用することにより、音声信号やオーディオ信号を低ビットレートで高品質に符号化することができ、受信復号化装置又は音声信号復号化装置、また、移動局装置又は基地局装置等において有用である。

## 【図面の簡単な説明】

## 【0163】

【図1】従来のビットレート圧縮技術を示す図

【図2】音声信号やオーディオ信号のスペクトルにおける調波構造を示す図

【図3】スペクトル概形の調整の際に生じるエネルギーの不連続を示す図  
 【図4】本発明の実施の形態1に係るスペクトル符号化方法の構成を示すブロック図  
 【図5】フィルタリングにより第2スペクトルの推定値を算出する過程を示す図  
 【図6】フィルタリング部と探索部とピッチ係数T設定部の処理の流れを示す図  
 【図7】フィルタリングの様子を表す例を示す図  
 【図8】内部状態に格納されている第1スペクトルの調波構造の別の例を示す図  
 【図9】本発明の実施の形態2に係るスペクトル符号化法の構成を示すブロック図  
 【図10】発明の実施の形態2に係るフィルタリングの様子を示す図  
 【図11】発明の実施の形態3に係るスペクトル符号化法の構成を示すブロック図  
 【図12】実施の形態3の処理の様子を表す図  
 【図13】本発明の実施の形態4に係るスペクトル符号化法の構成を示すブロック図  
 【図14】本発明の実施形態5に係るスペクトル符号化法の構成を示すブロック図  
 【図15】本発明の実施の形態6に係るスペクトル符号化法の構成を示すブロック図  
 【図16】本発明の実施の形態7に係るスペクトル符号化法の構成を示すブロック図  
 【図17】本発明の実施の形態8に係る階層符号化法の構成を示すブロック図  
 【図18】実施の形態8に係る階層符号化法の構成を示す図  
 【図19】本発明の実施の形態9に係るスペクトル復号化法の構成を示すブロック図  
 【図20】フィルタリング部1007から生成される復号スペクトルの状態を示す図  
 【図21】本発明の実施形態10に係るスペクトル復号化法の構成を示すブロック図  
 【図22】実施の形態10のフローチャート  
 【図23】本発明の実施形態11に係るスペクトル復号化法の構成を示すブロック図  
 【図24】本発明の実施形態12に係るスペクトル復号化法の構成を示すブロック図  
 【図25】本発明の実施の形態13に係る階層復号化法の構成を示すブロック図  
 【図26】本発明の実施の形態14に係る音響信号符号化装置の構成を示すブロック図  
 【図27】本発明の実施の形態15に係る音響信号復号化装置の構成を示すブロック図  
 【図28】本発明の実施の形態16に係る音響信号送信符号化装置の構成を示すブロック図  
 【図29】本発明の実施の形態17に係る音響信号受信復号化装置の構成を示すブロック図  
 【図30】本発明の実施の形態13に係る階層復号化法の構成を示すブロック図

## 【符号の説明】

## 【0164】

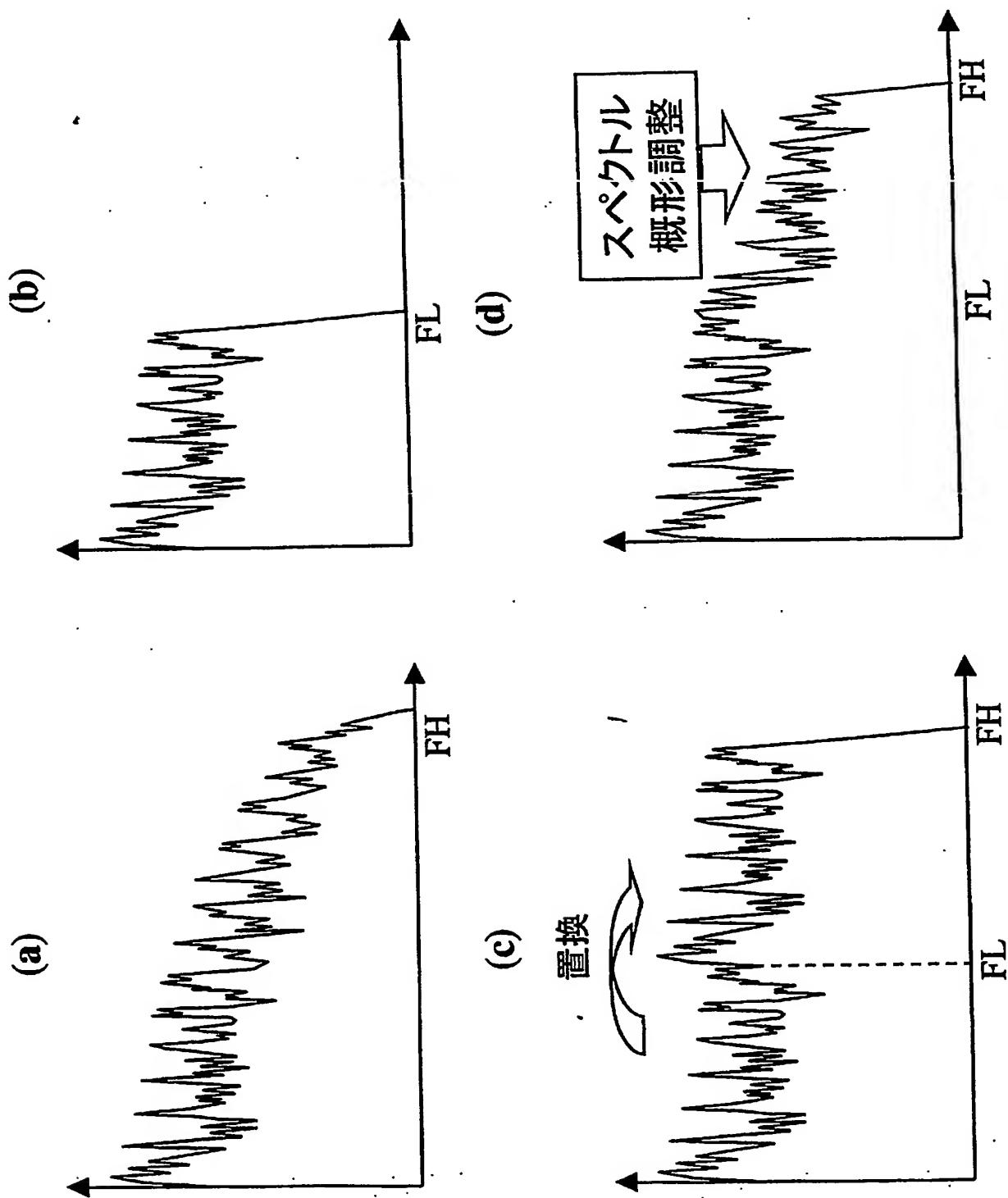
101 本発明のスペクトル符号化方法を実現する装置示すブロック。  
 102、201、301、401、501、601、701 周波数帯域が  $0 \leq k < F$   
 Lの第1信号が入力される入力端子  
 103、202、302、402、502、602、702 周波数帯域が  $0 \leq k < F$   
 Hの第2信号が入力される入力端子  
 104、203、303、403、503、603、703 第1スペクトルを算出する  
 周波数領域変換部  
 105、204、304、404、504、604、704 第2スペクトルを算出する  
 周波数領域変換部  
 106、205、305、405、606、705 内部状態設定部  
 107、206、311、406、512、607、709 フィルタリング部  
 108、207、307、407、513、608、710 探索部  
 109、208、308、408、514、609、708 係数T設定部  
 110、313 フィルタ係数算出部  
 111、211、315、414、615、716 多重化部  
 112 スペクトル概形調整サブバンド決定部

113、210、314、413、520、614、715 スペクトル概形調整係数  
符号化部

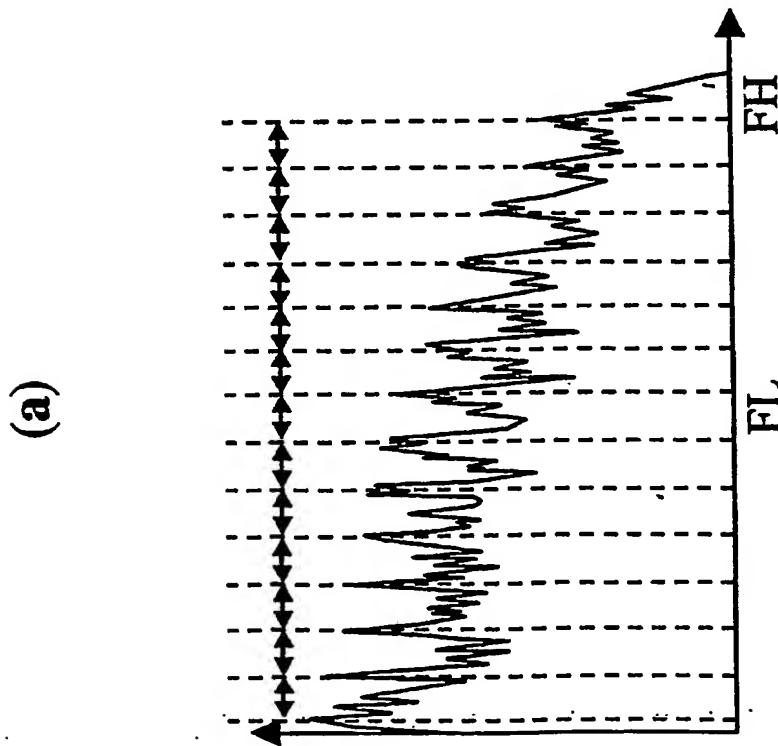
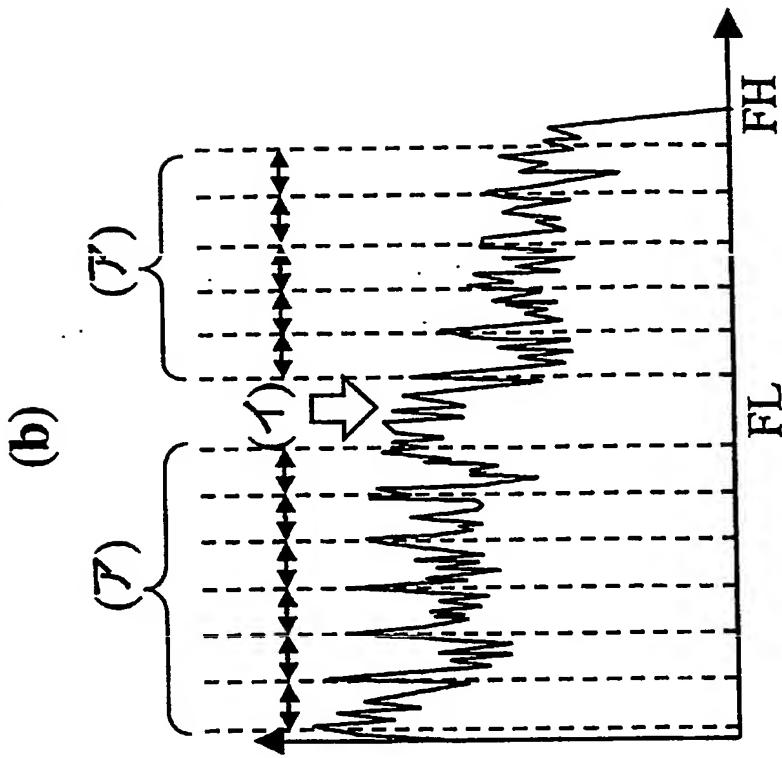
115、317 第2スペクトル推定値生成部  
114、212、316、415、522、616、717 出力端子  
309、409、515、610、711 サブバンド分割部  
310、410、516、611、712 端子  
311、411、517、612、713 切り替え部  
312、412、518、613、714 サブバンド選択部  
505 LPC係数が入力される入力端子  
506、509 LPCスペクトル算出部  
507、510 スペクトル傾き補正部  
508 LPC分析部  
519 スペクトル傾き付与部  
605 スペクトル平坦部検出部  
706 ピッチ周期性の強さを表すパラメータとピッチ周期の長さを表すパラメータの  
少なくとも一方が入力される入力端子  
707 検索範囲決定部  
801、901 音響データが入力される入力端子  
802、902 ダウンサンプリング部  
803、903 第1レイヤ符号化部  
804、904 第1レイヤ復号化部  
805、905 アップサンプリング部  
806、906 遅延部  
807、907 多重化部  
1001 本発明のスペクトル復号化法を実現する装置を示す図  
1002、1101、1201、1301 入力端子  
1003、1102、1202、1302 分離部  
1004、1103、1203、1304 第1信号が入力される入力端子  
1005、1104、1204、1305 周波数領域変換部  
1006、1105、1205、1306 内部状態設定部  
1007、1106、1206、1307 フィルタリング部  
1008、1208、1308 スペクトル概形調整サブバンド決定部  
1009、1107 スペクトル概形調整係数復号部  
1010、1108、1207、1309 スペクトル調整部  
1011、1110、1213、1311 時間領域変換部  
1012、1111、1214、1312 出力端子  
1109、1212、1310 サブバンド統合部  
1209 スペクトル傾き付与部  
1210 LPC係数復号部  
1211 LPCスペクトル算出部  
1303 ピッチ係数Tmax設定部  
1401 入力端子  
1402 分離部  
1403 第1レイヤ復号化部  
1404 出力端子  
1405 アップサンプリング部  
1500 音響信号符号化装置  
1501、1606、1701、1807 音波  
1502、1702 入力装置  
1503、1703 AD変換装置

- 1504、1704 音響符号化装置
- 1505、1601 ネットワーク
- 1600、1800 音響信号復号化装置
- 1602 受信装置
- 1603、1804 音響復号化装置
- 1604、1805 DA変換装置
- 1605、1806 出力装置
- 1706、1802 アンテナ
- 1707、1801 電波

【書類名】 図面  
【図 1】

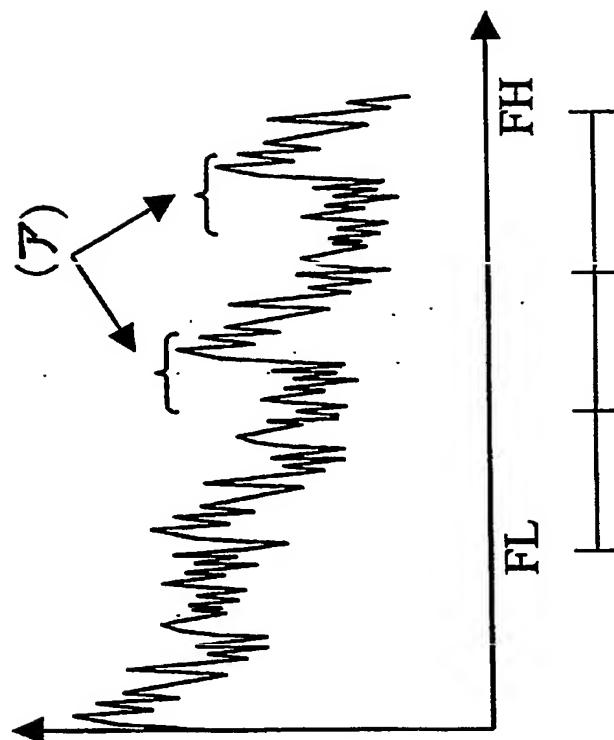


【図2】

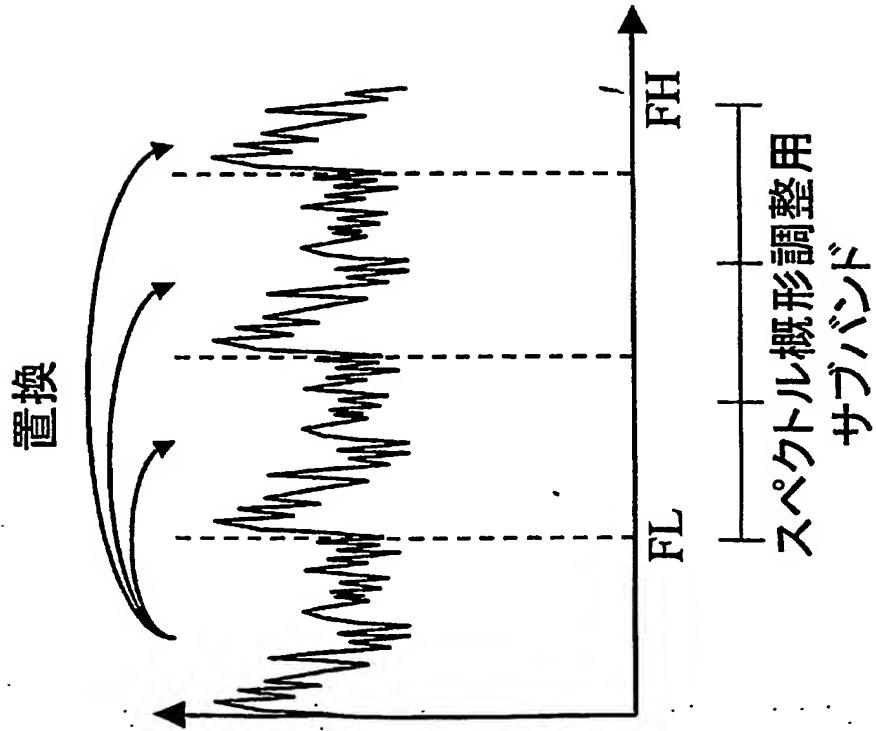


【図3】

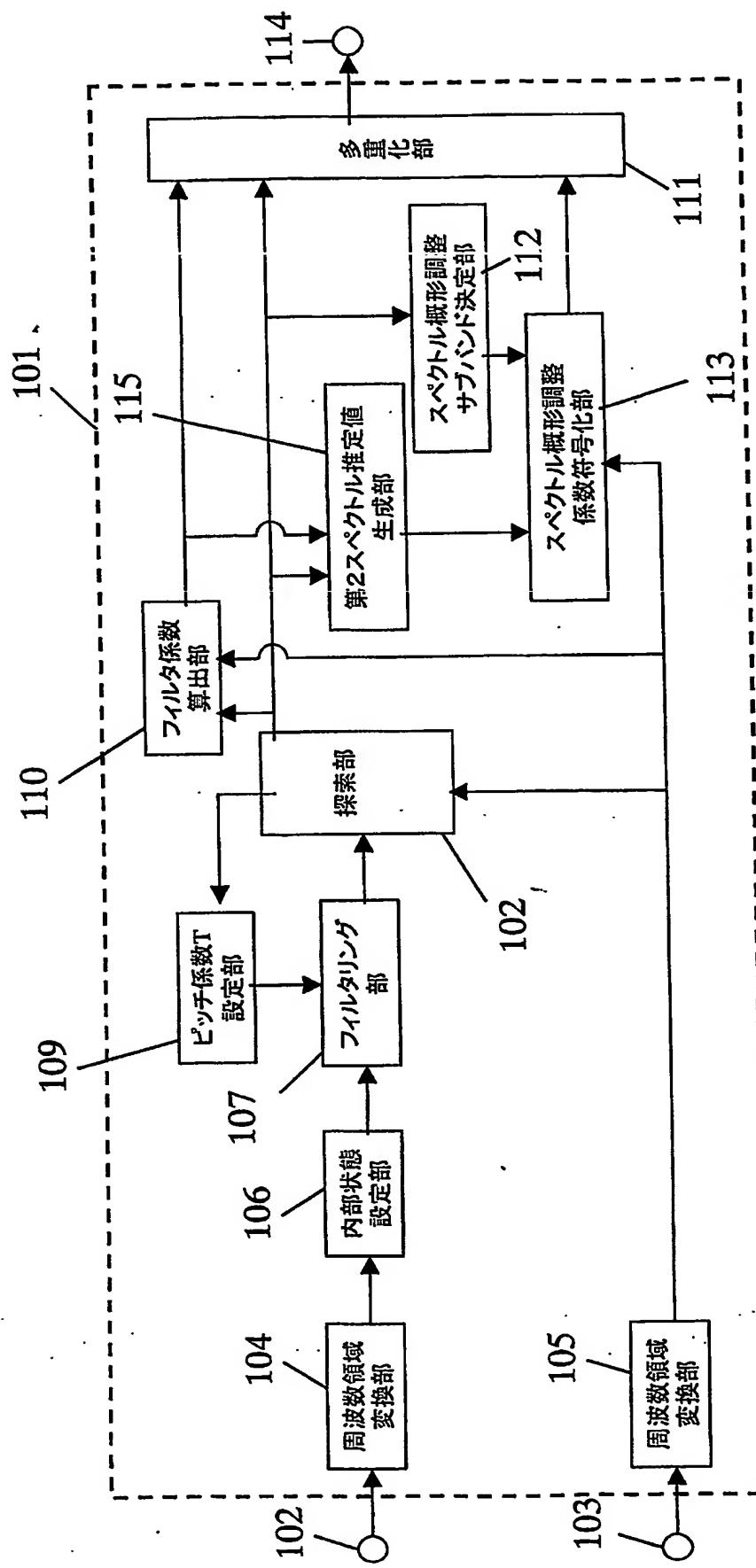
(b)



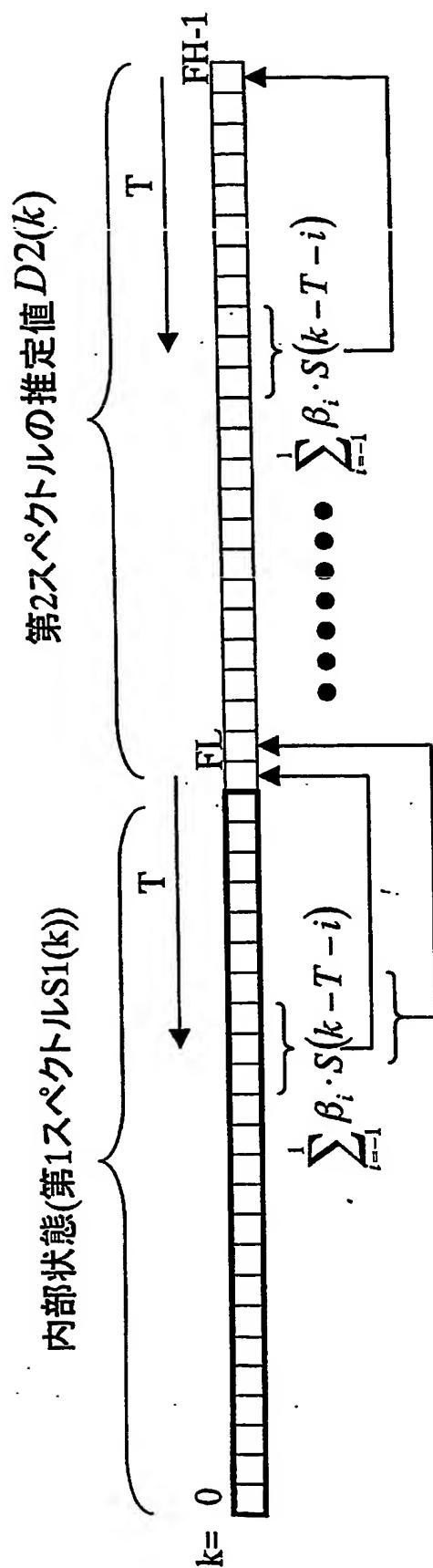
(a)



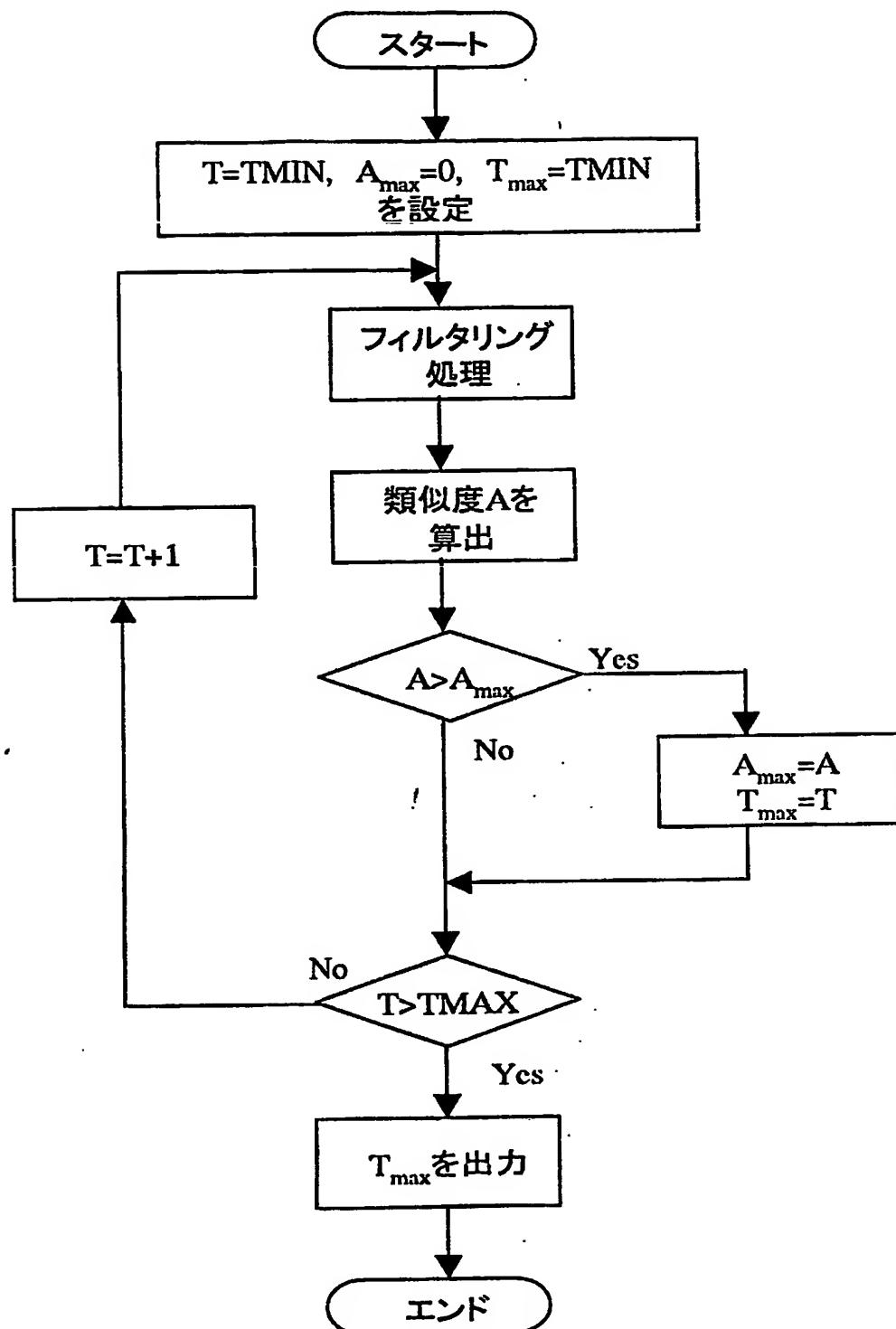
【図4】



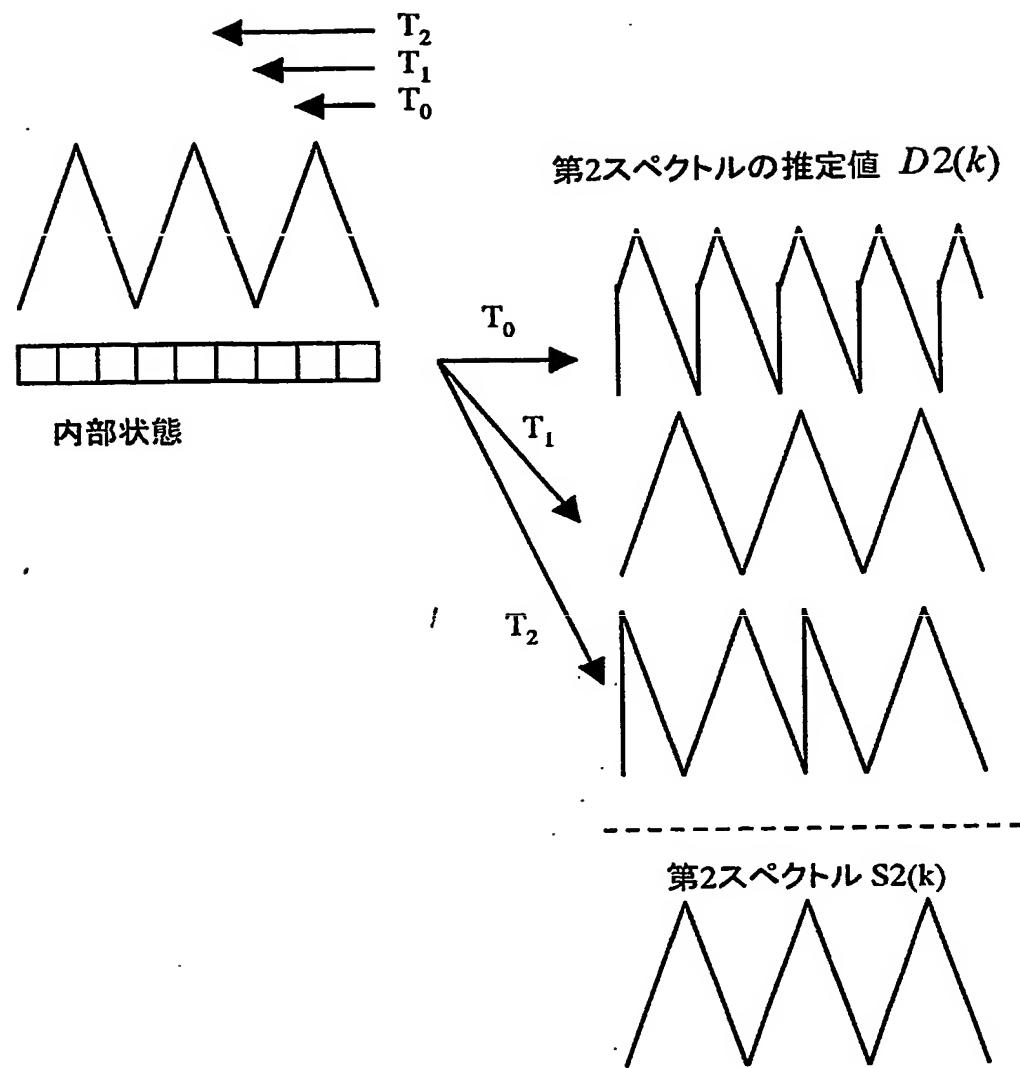
【図5】



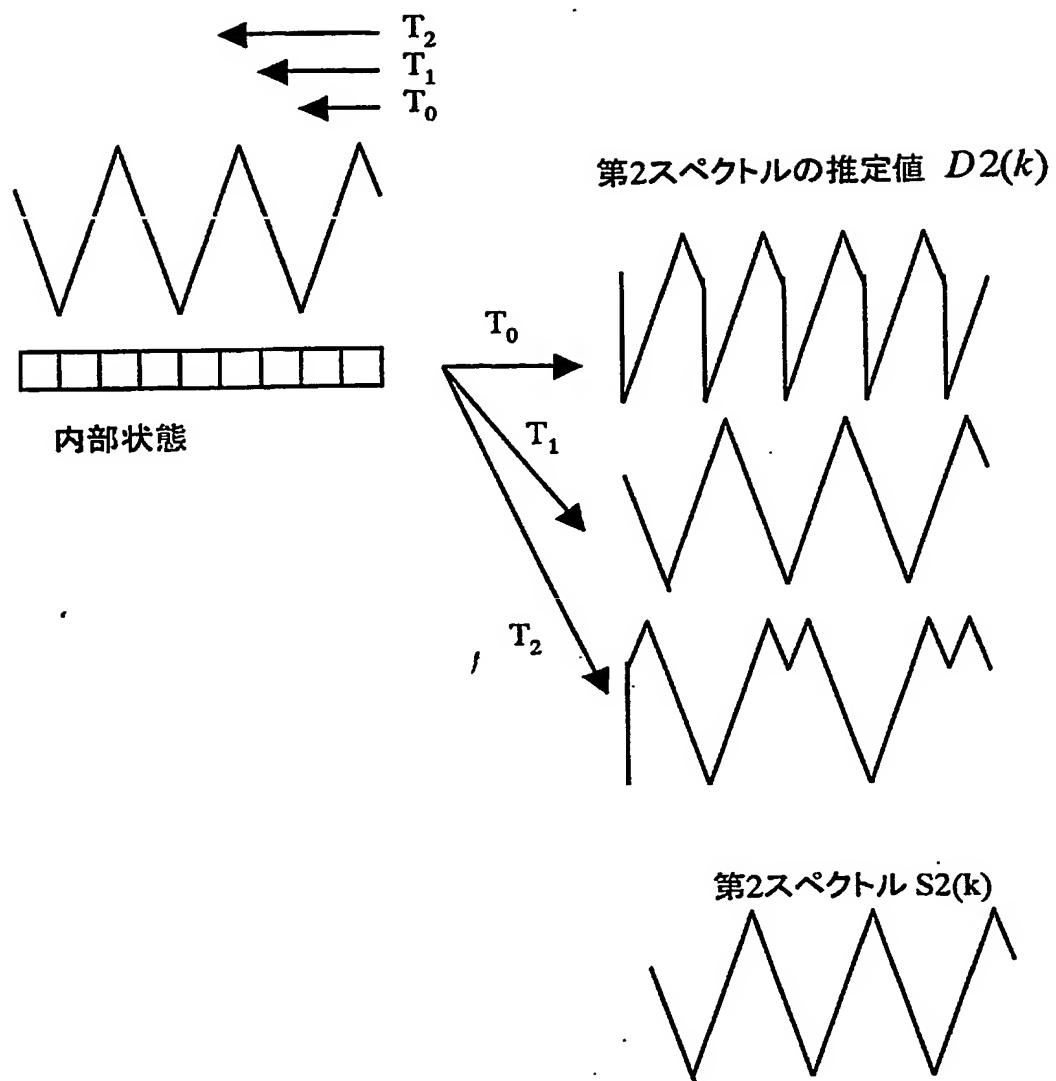
【図6】



【図7】

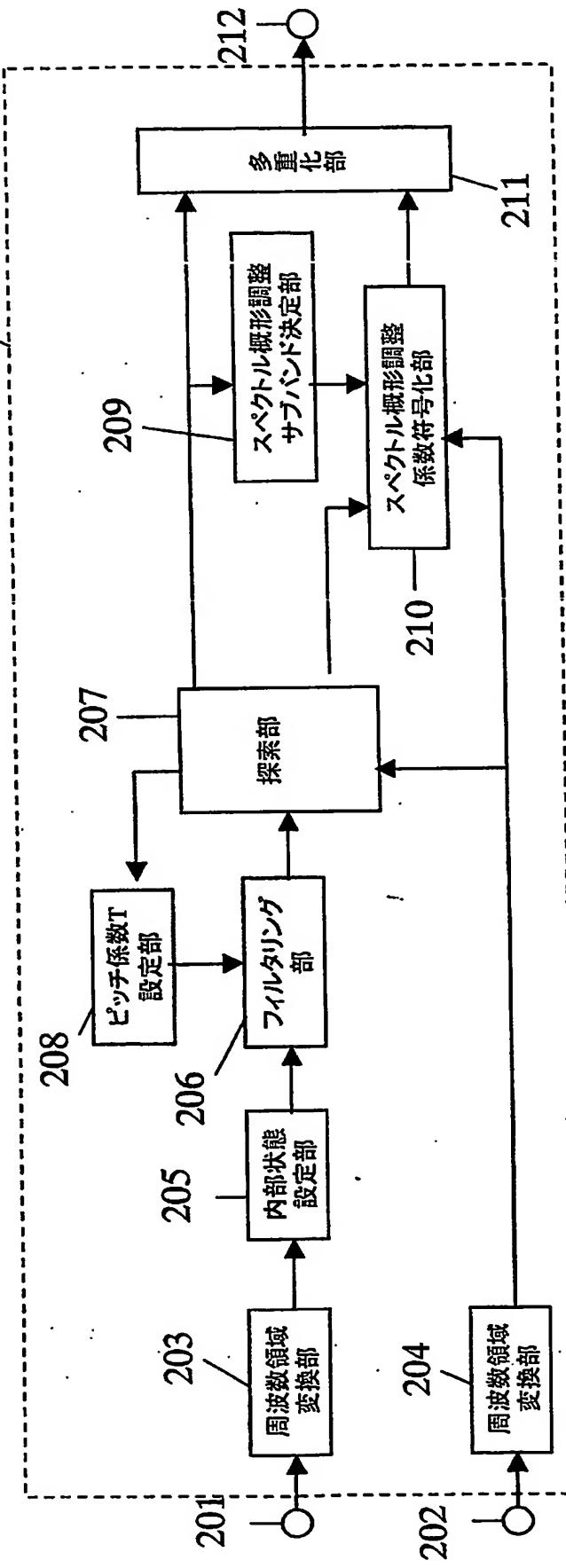


【図8】

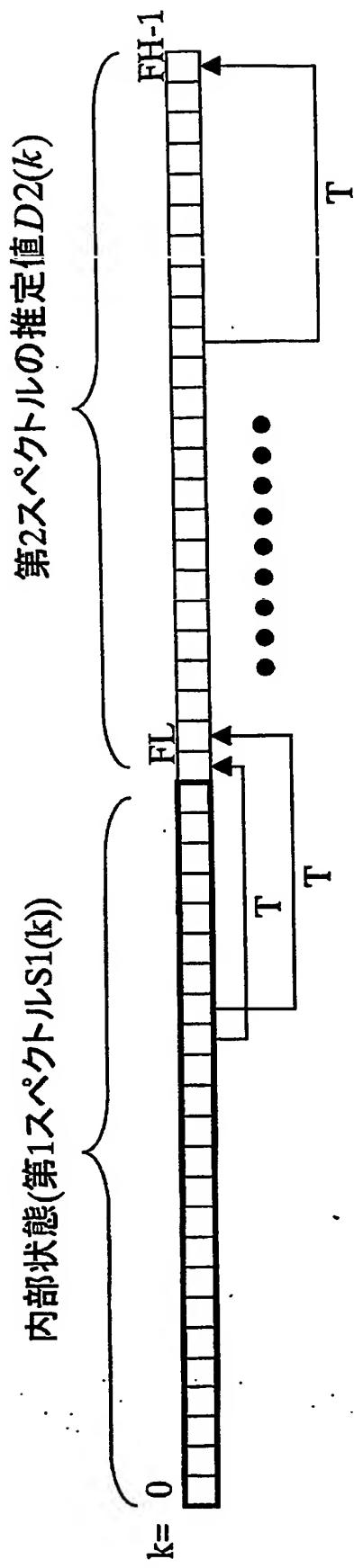


【図9】

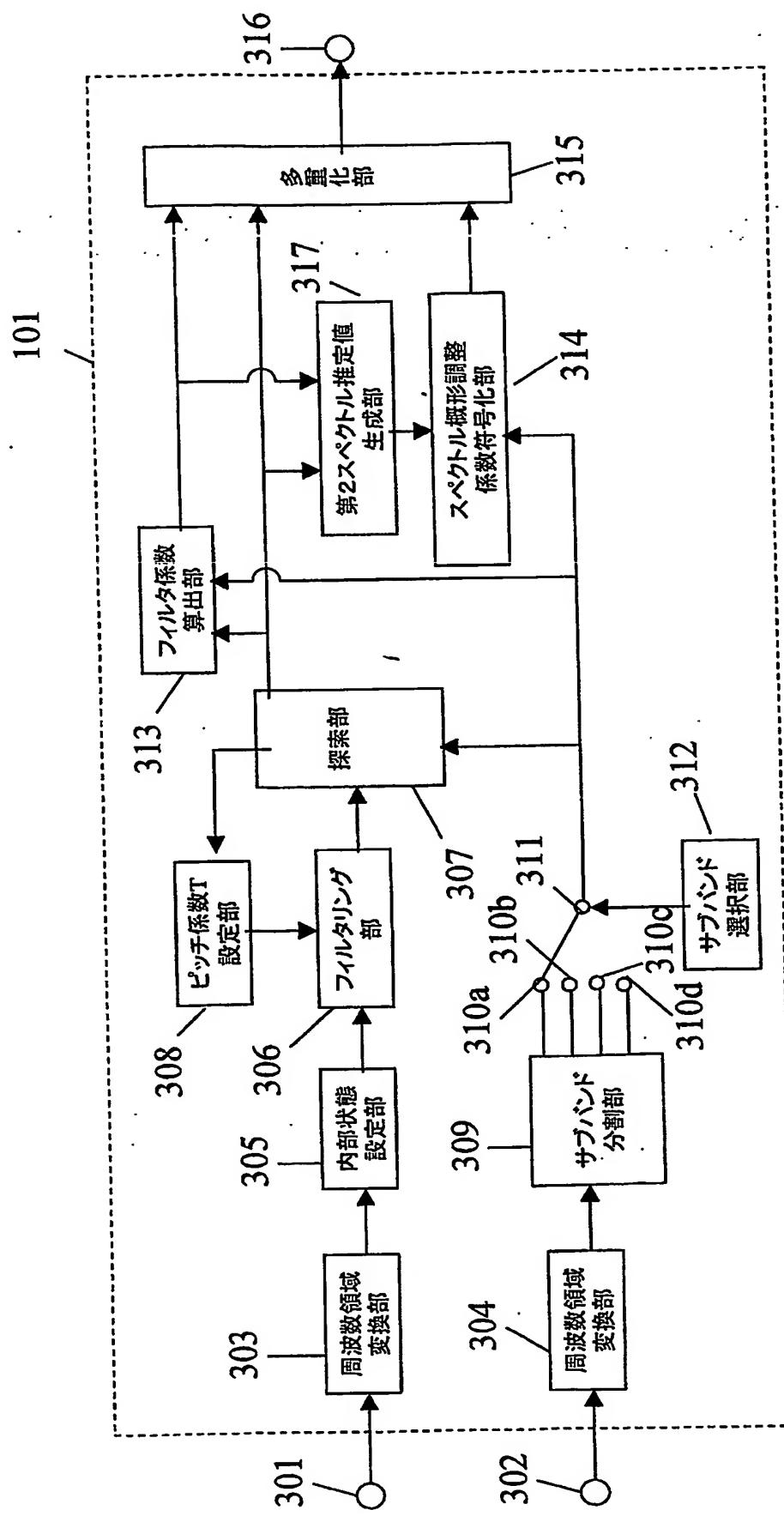
101



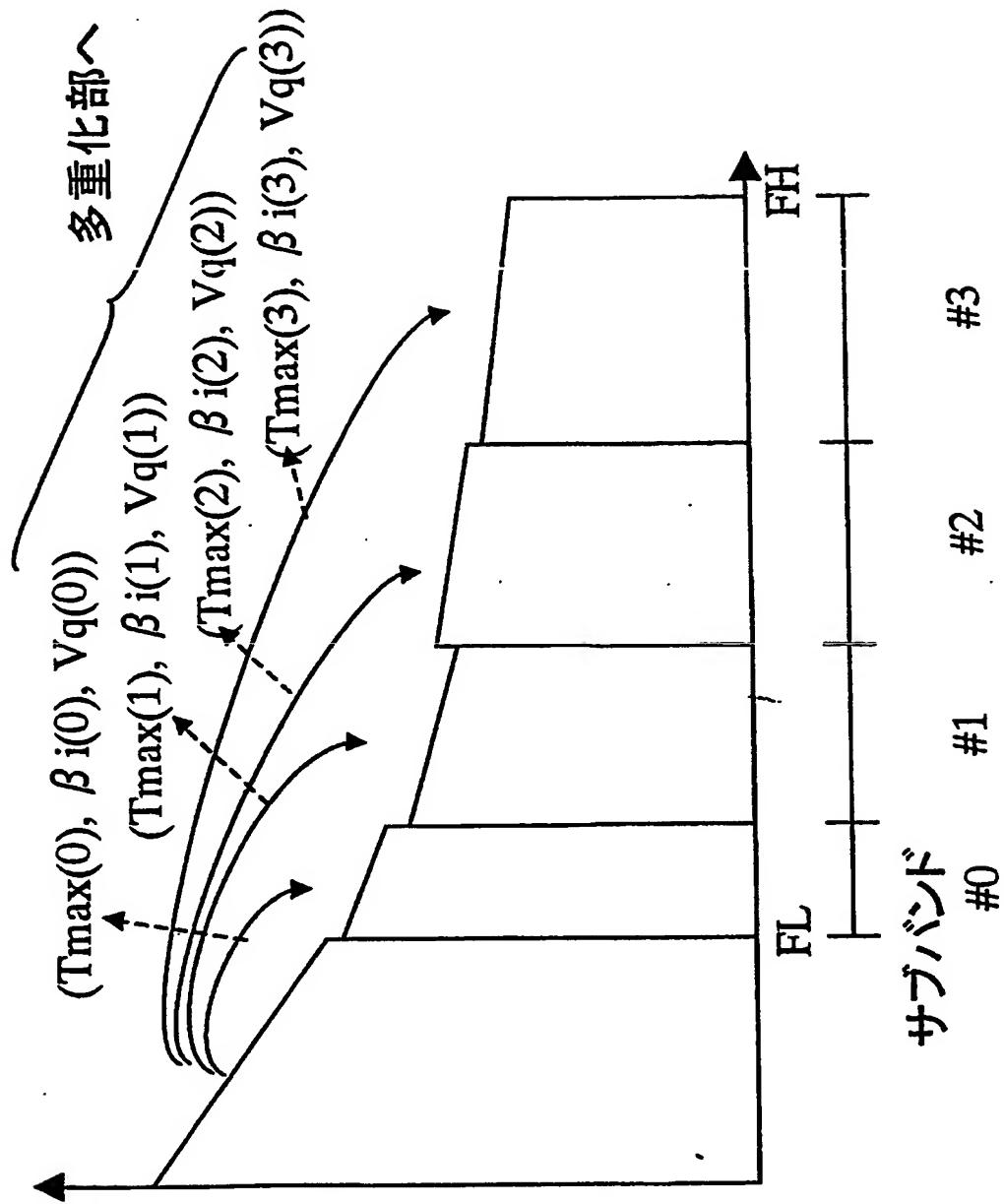
【図10】



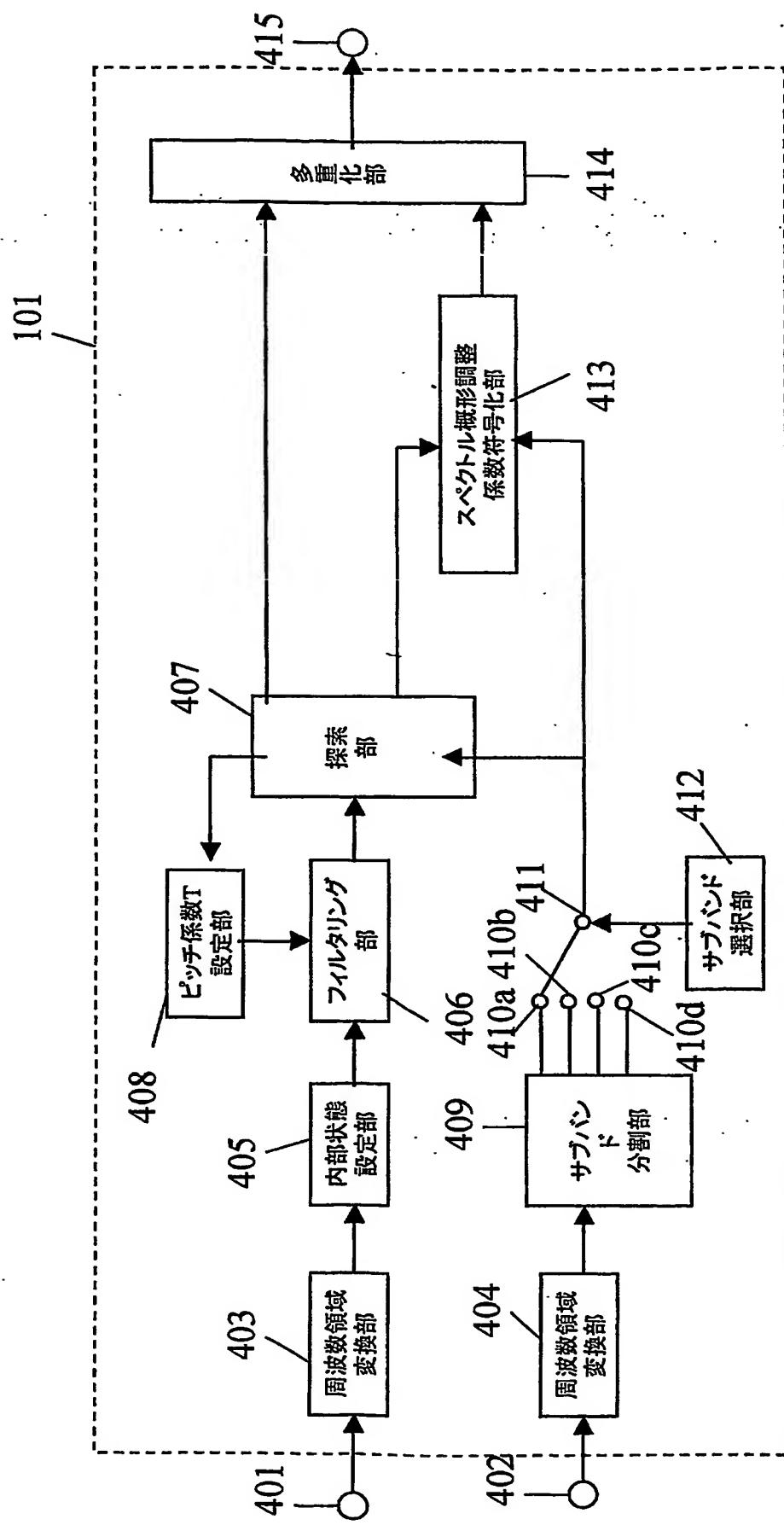
【図11】



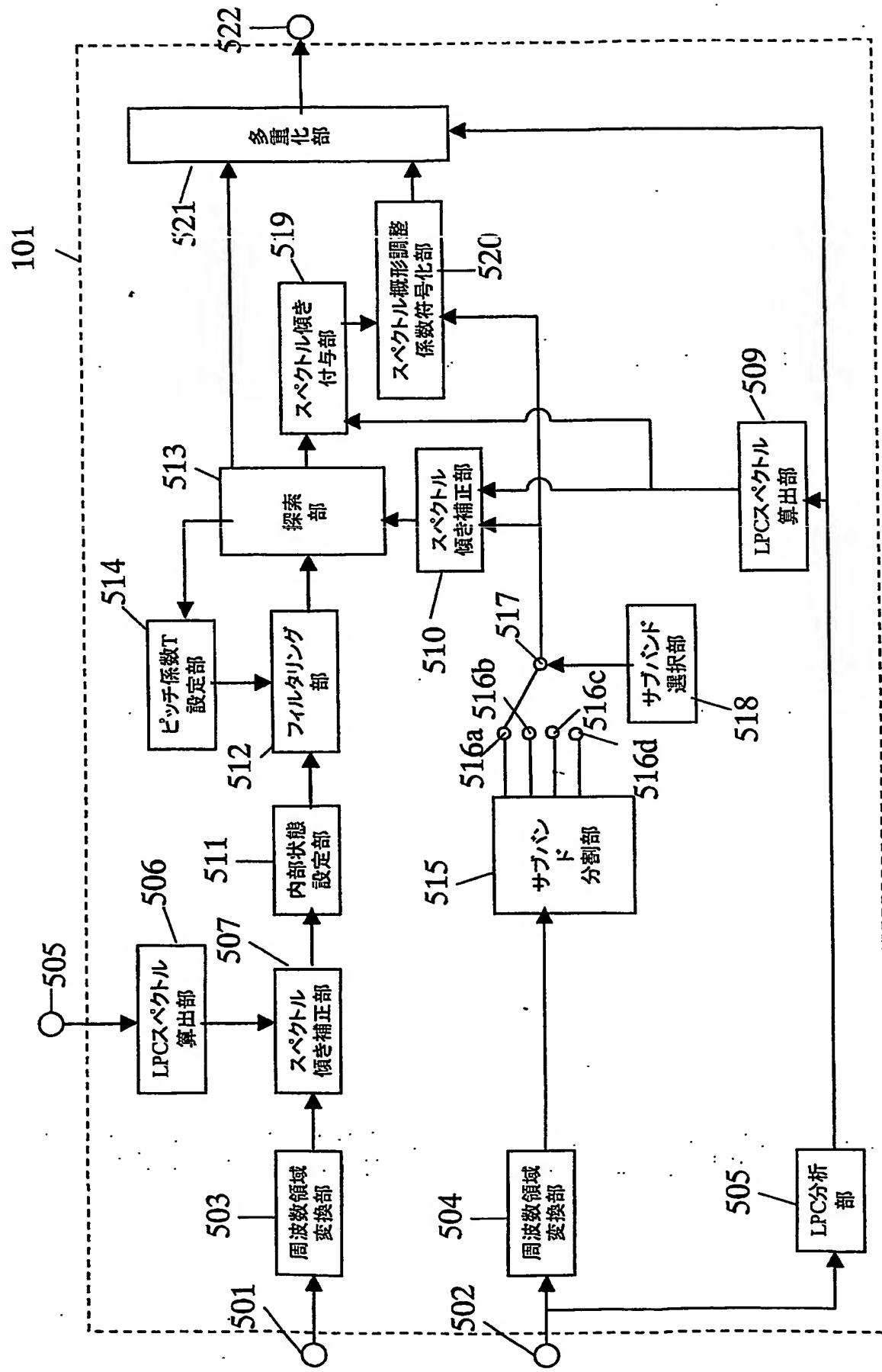
【図12】



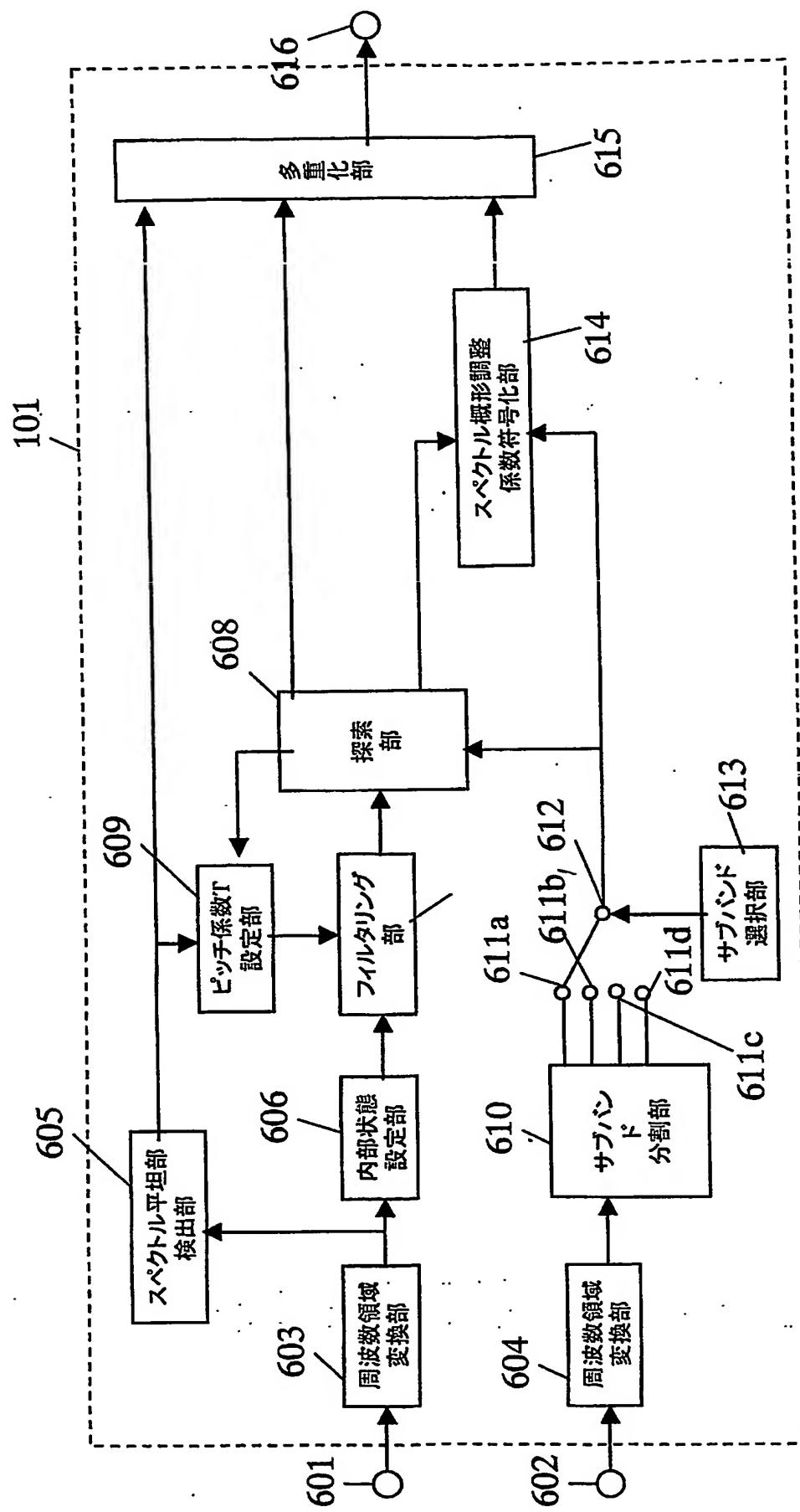
【図13】



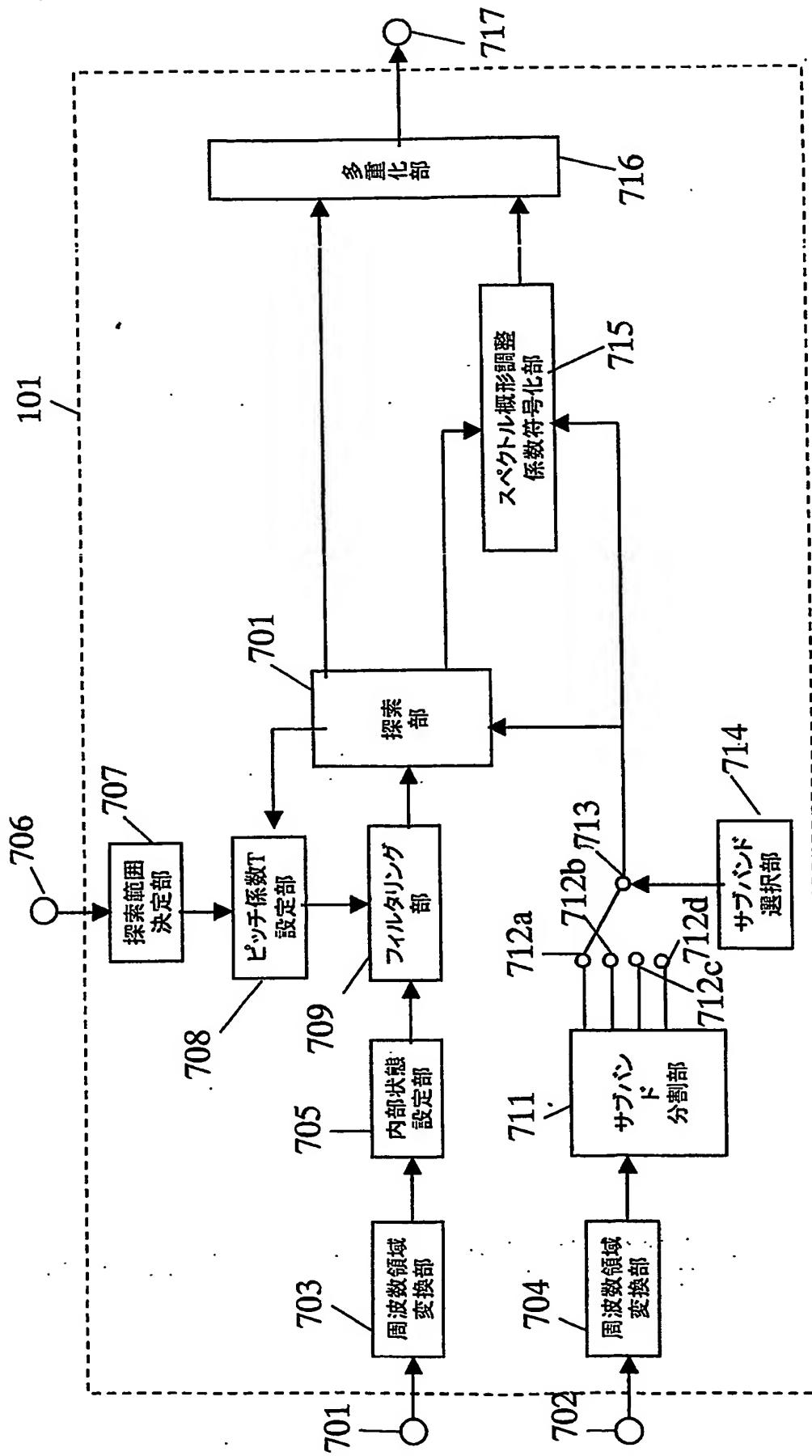
【図14】



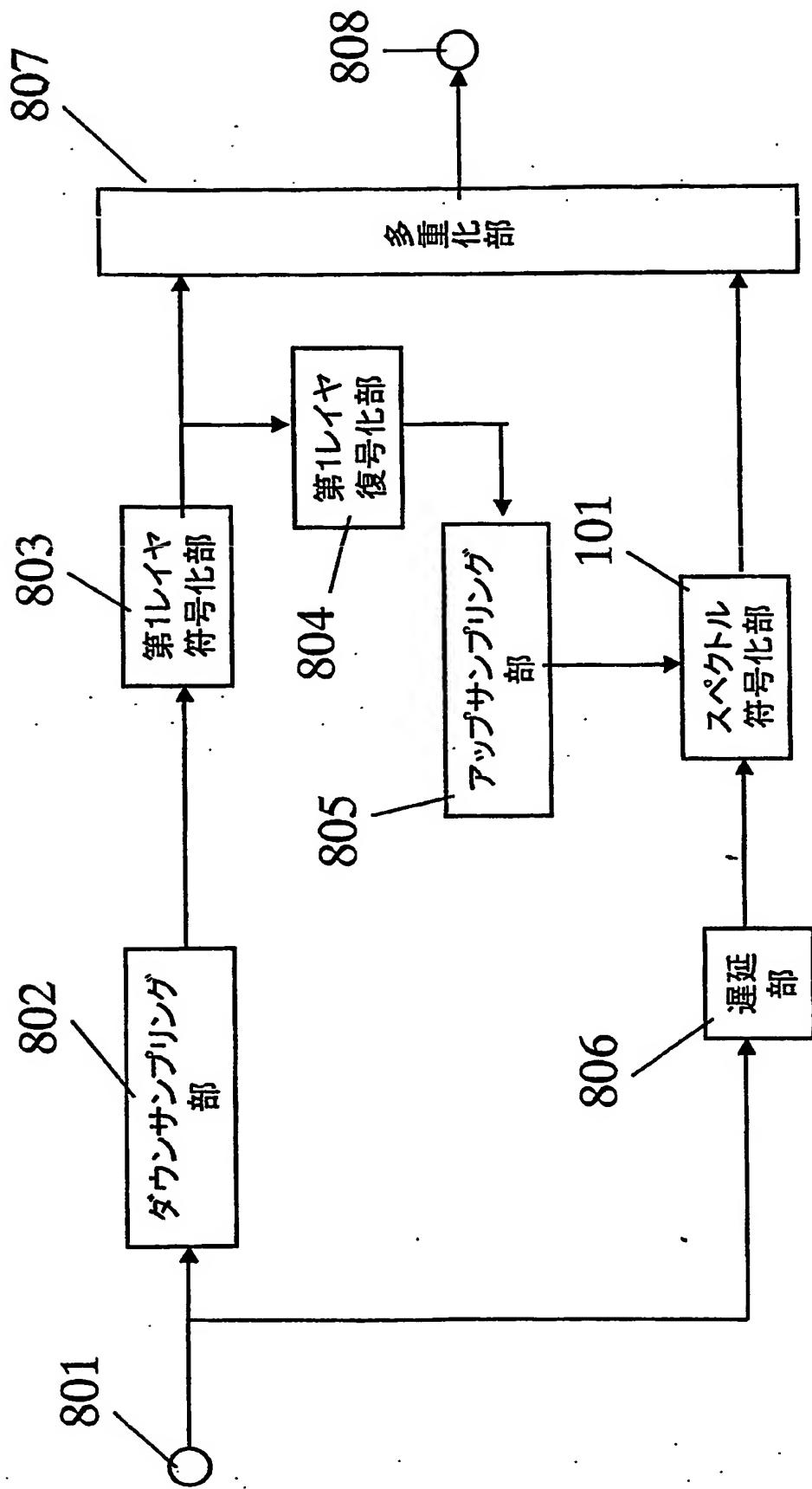
【図15】



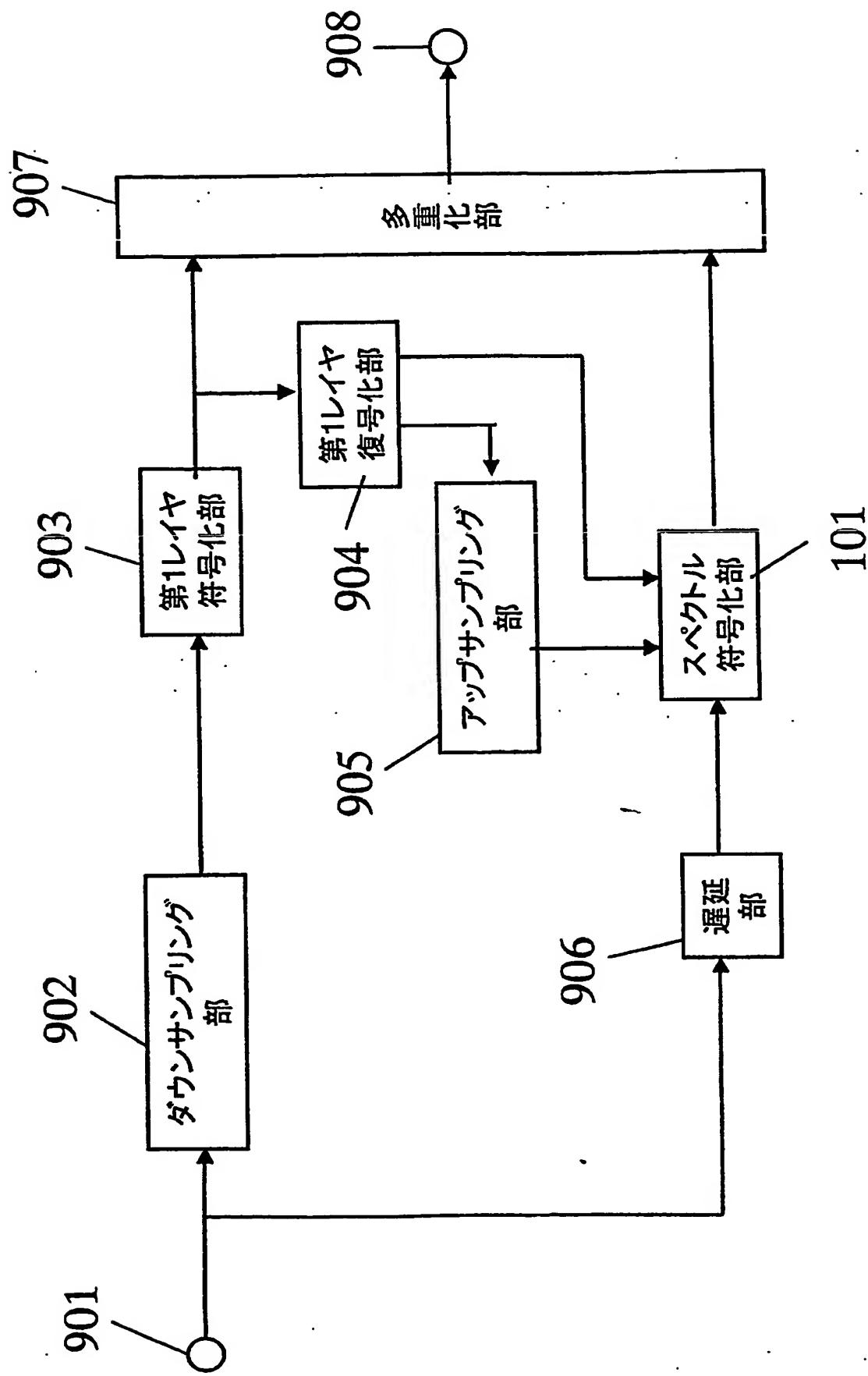
【図 16】



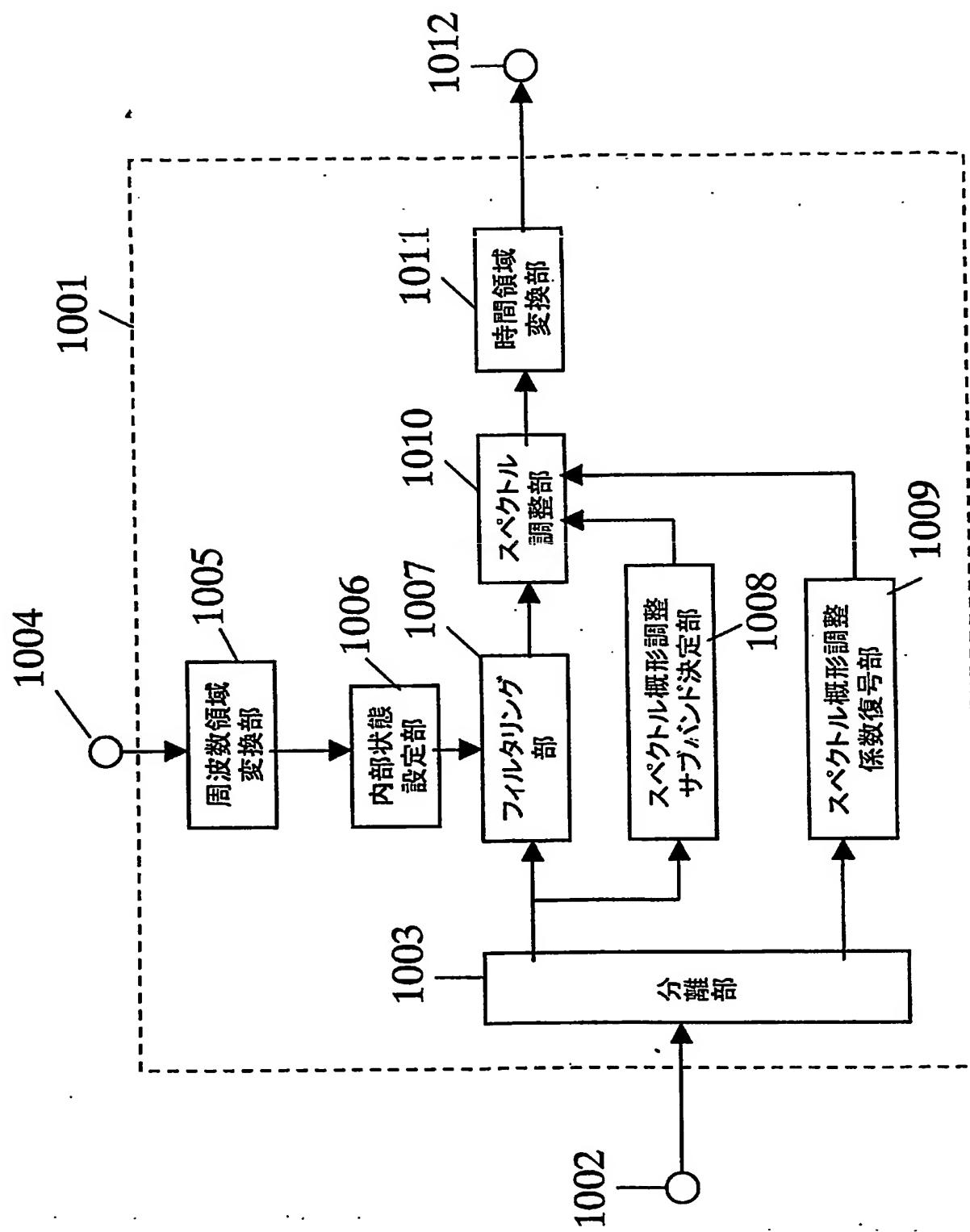
【図17】



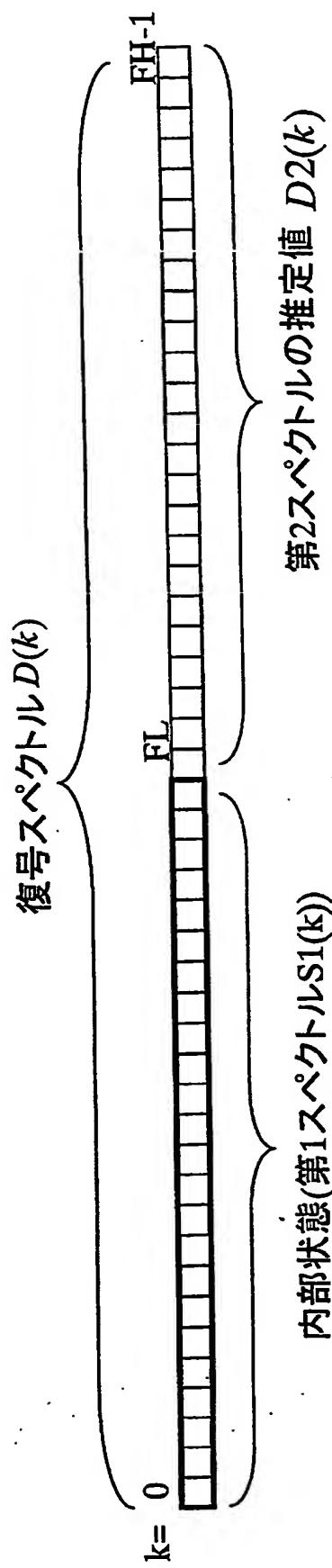
【図18】



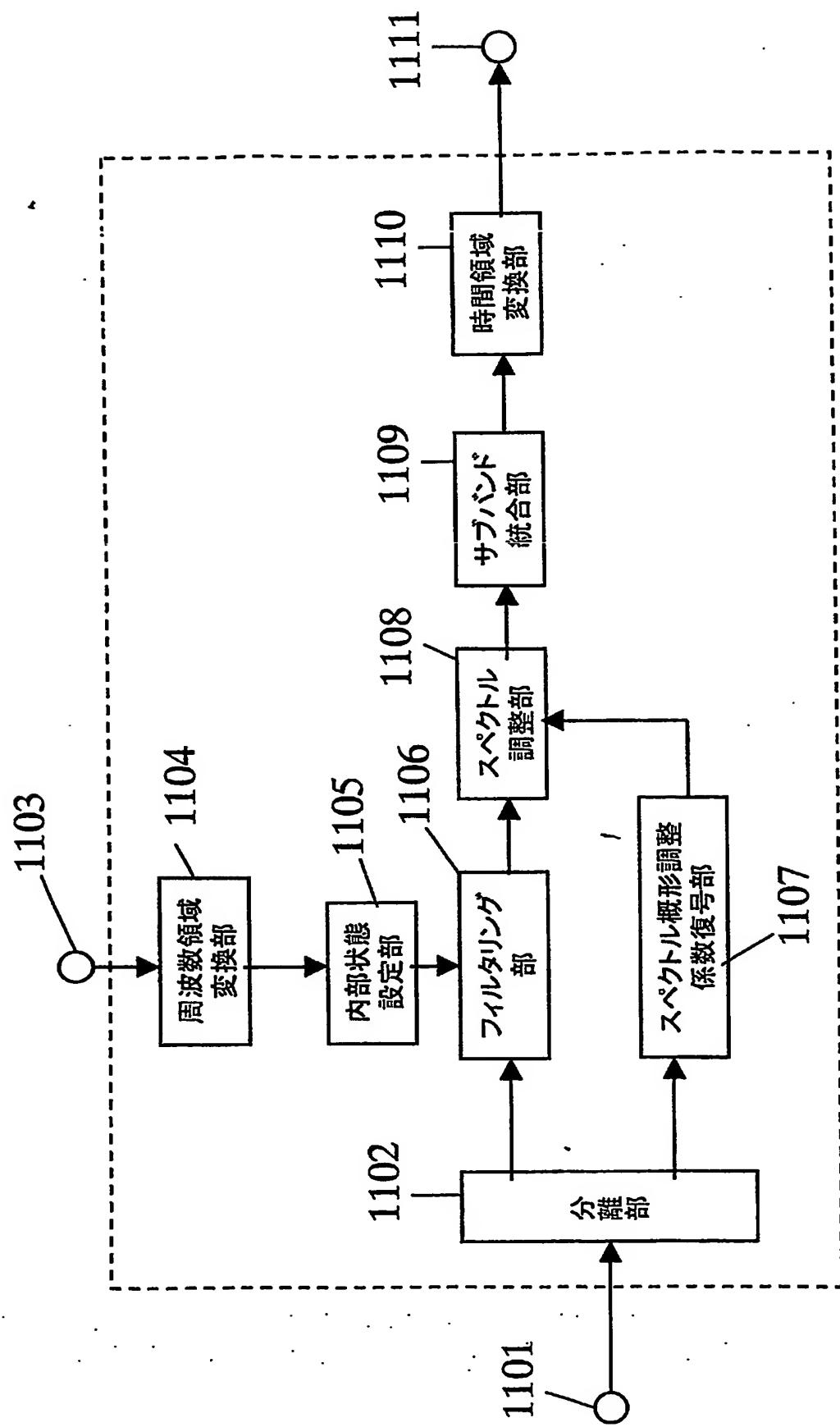
【図19】



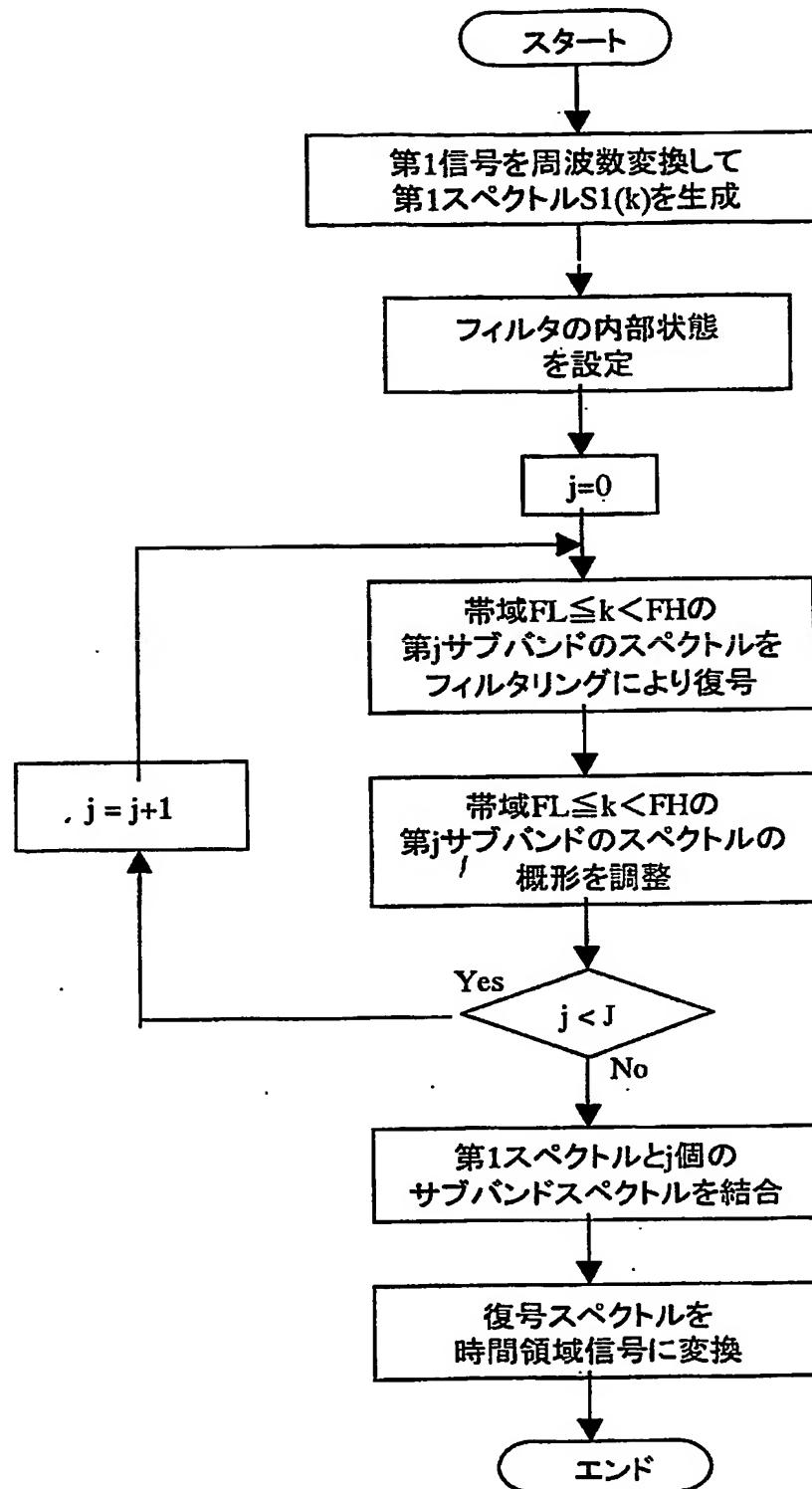
【図20】



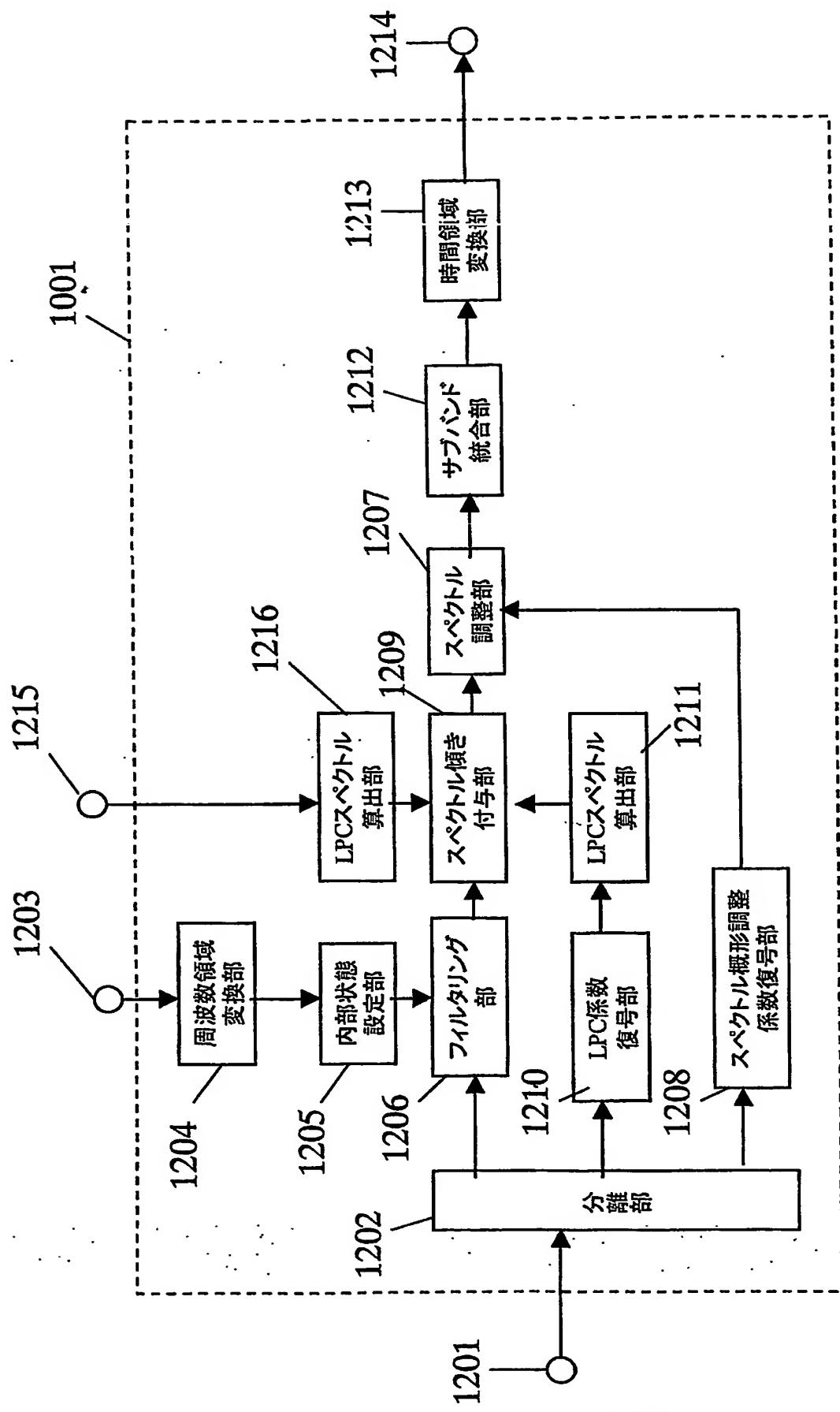
【図21】



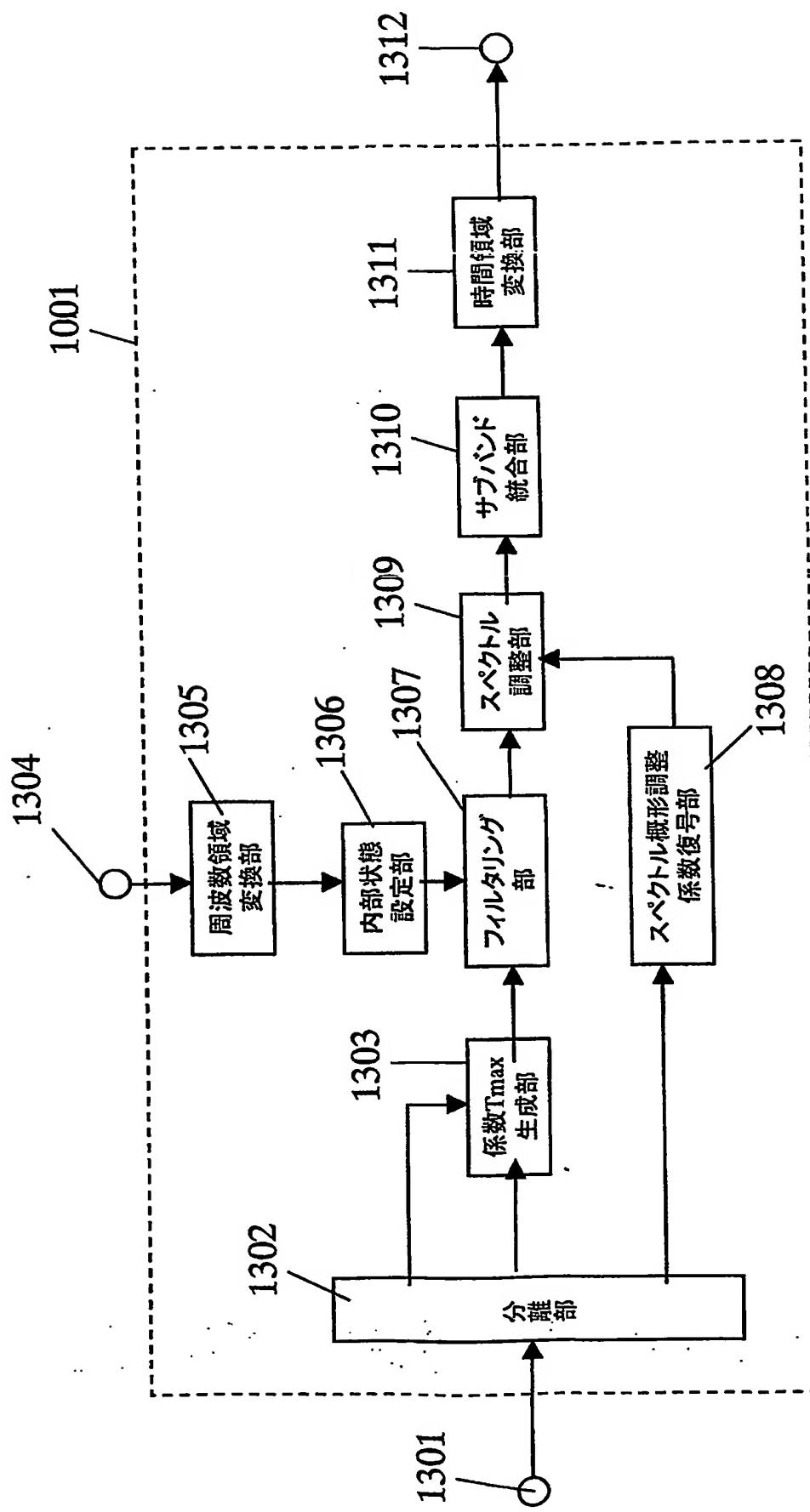
【図22】



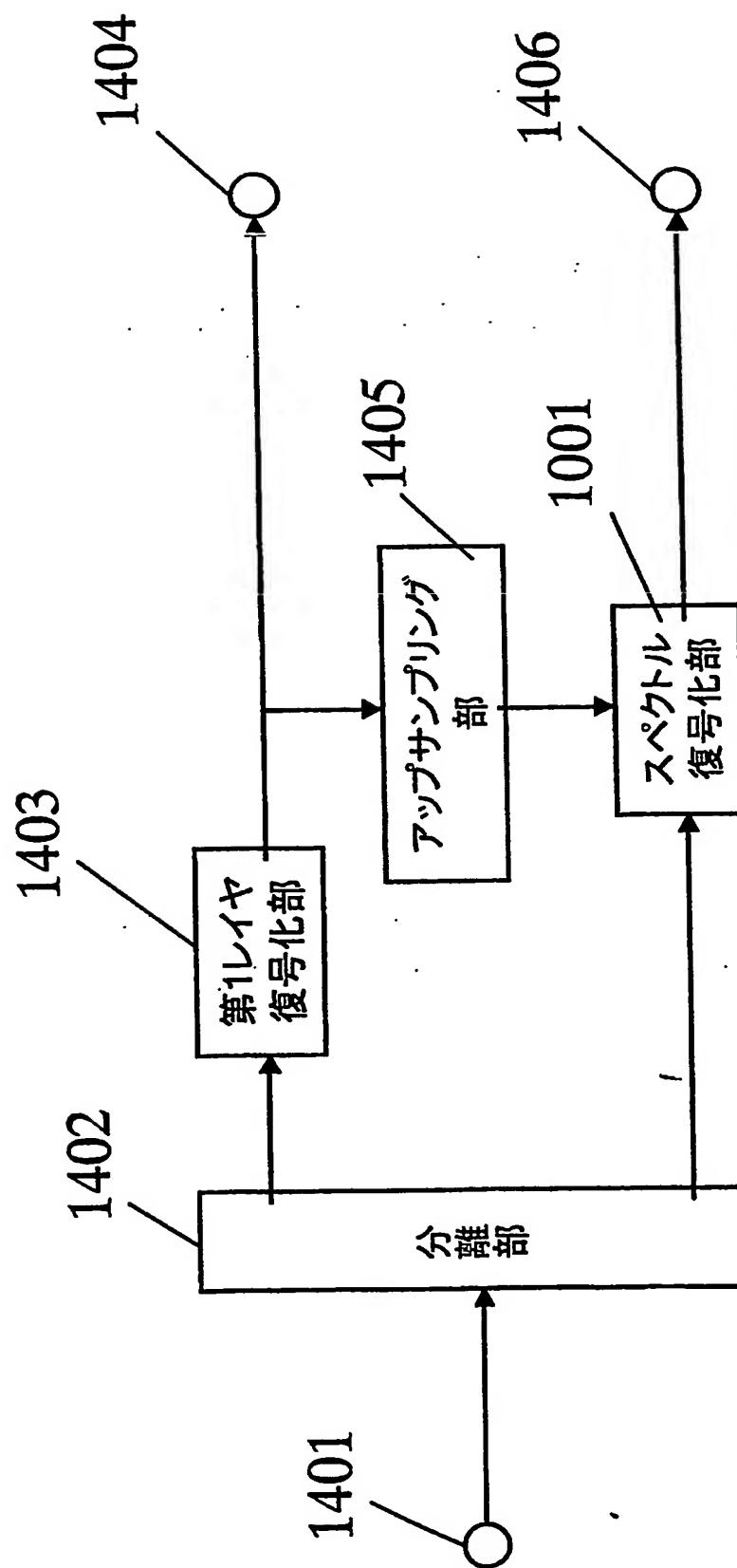
【図23】



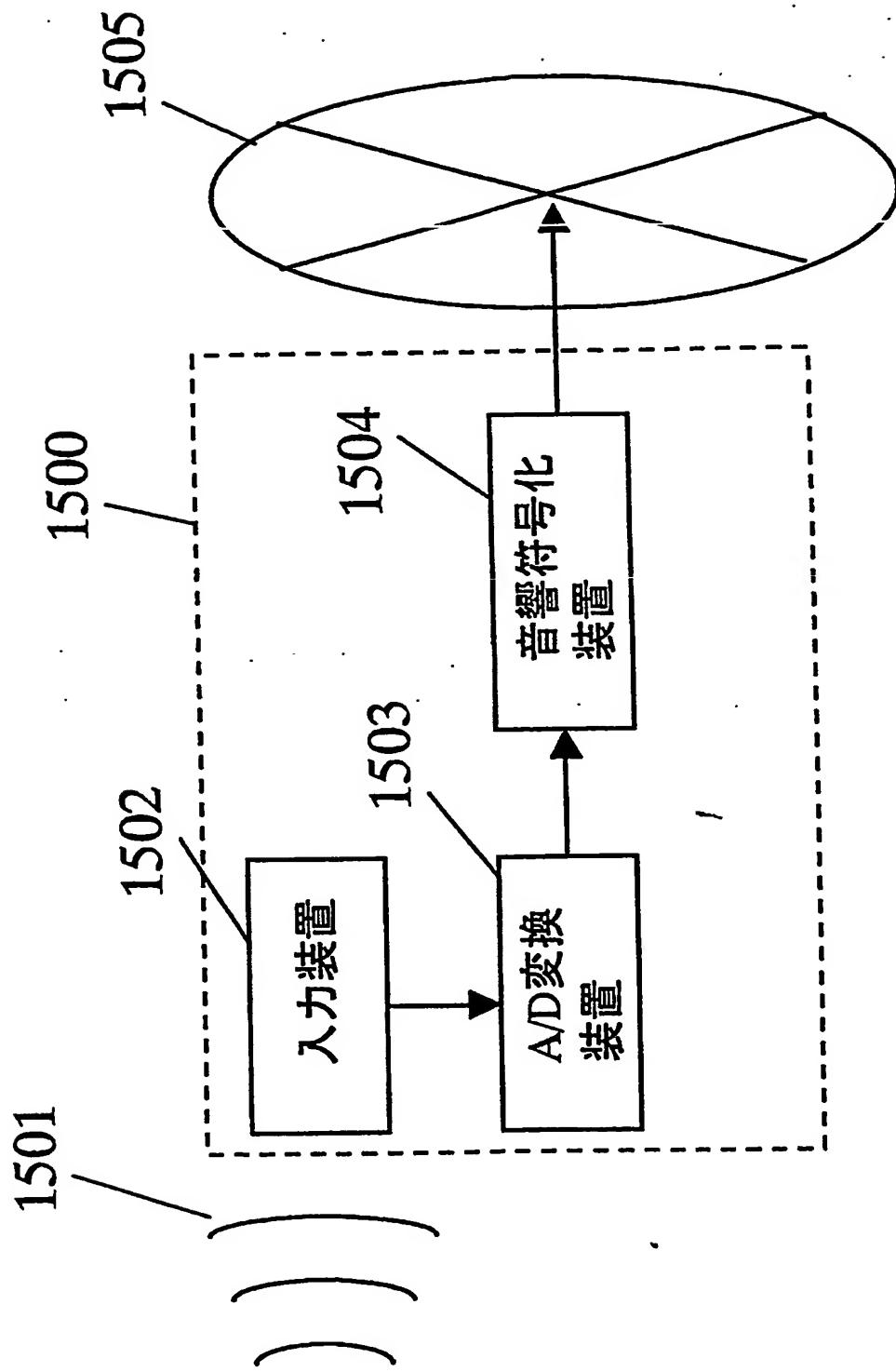
【図24】



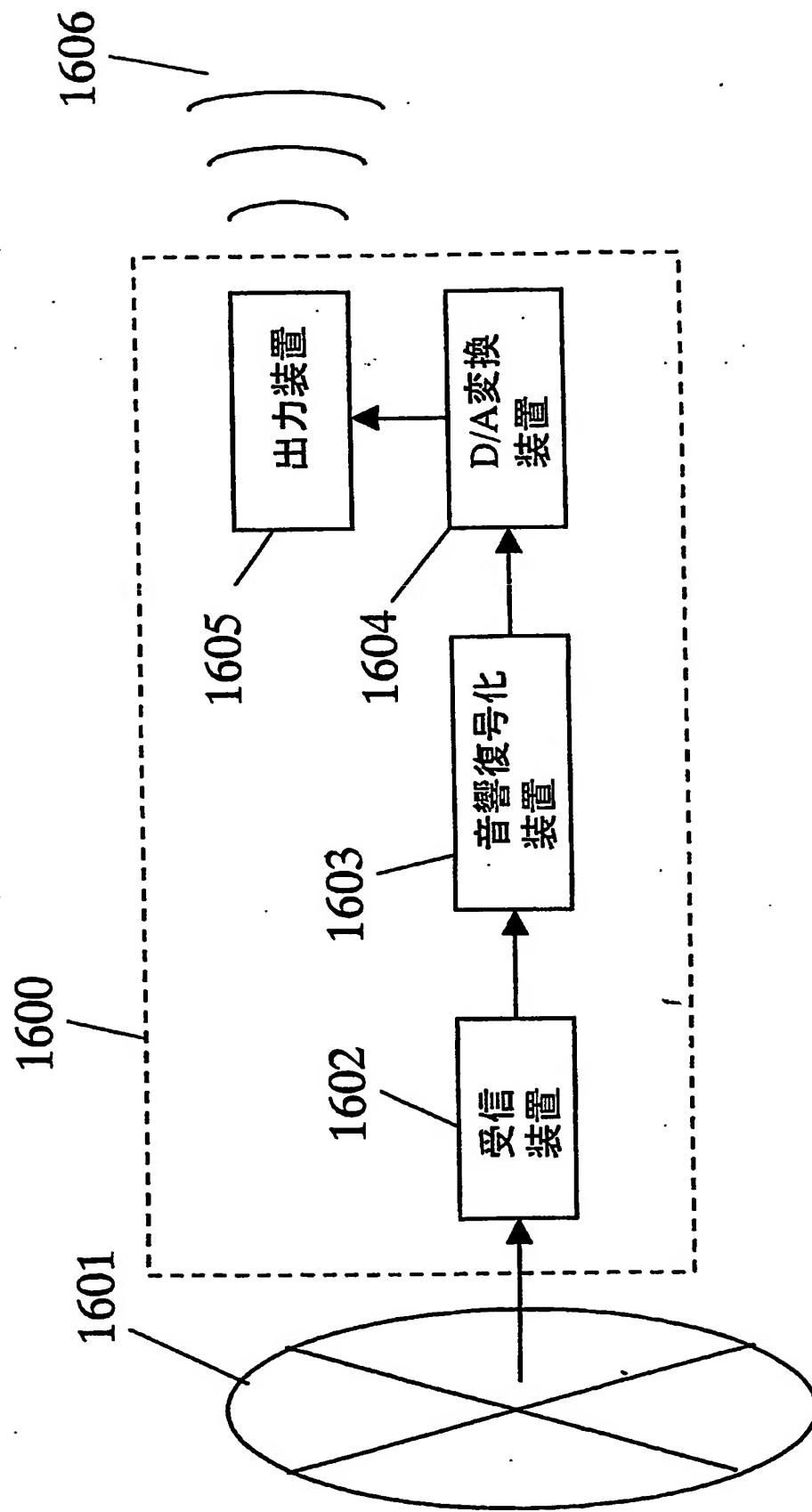
【図25】



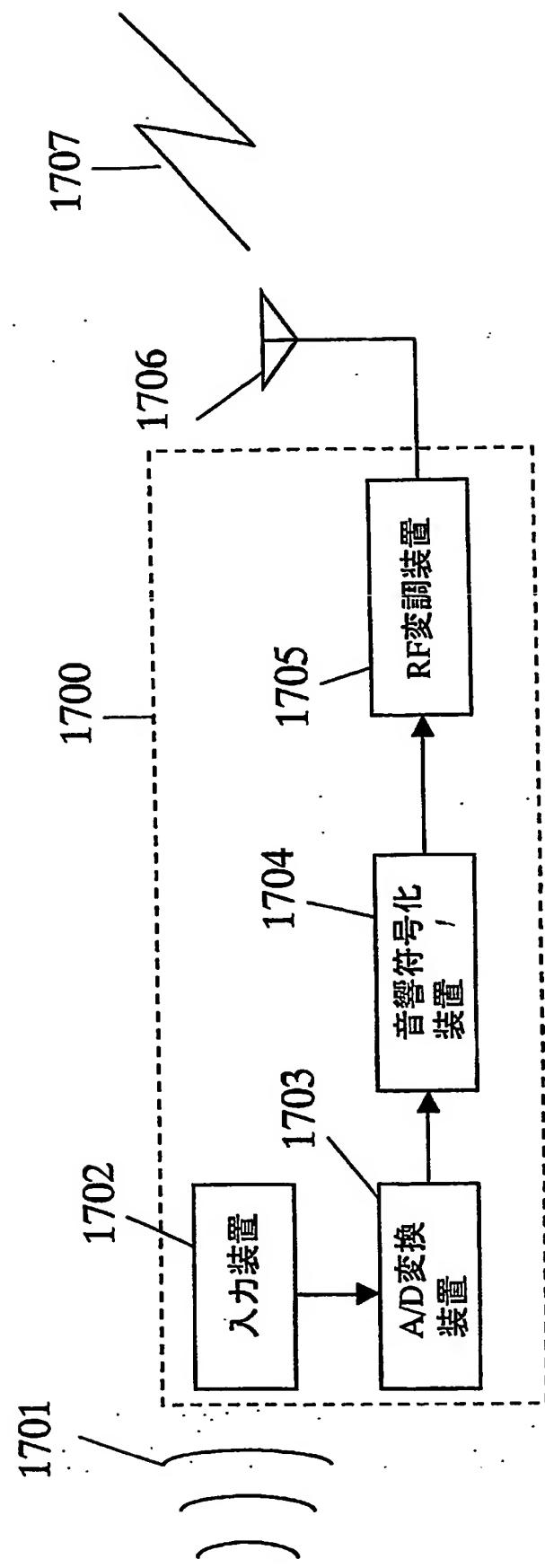
【図26】



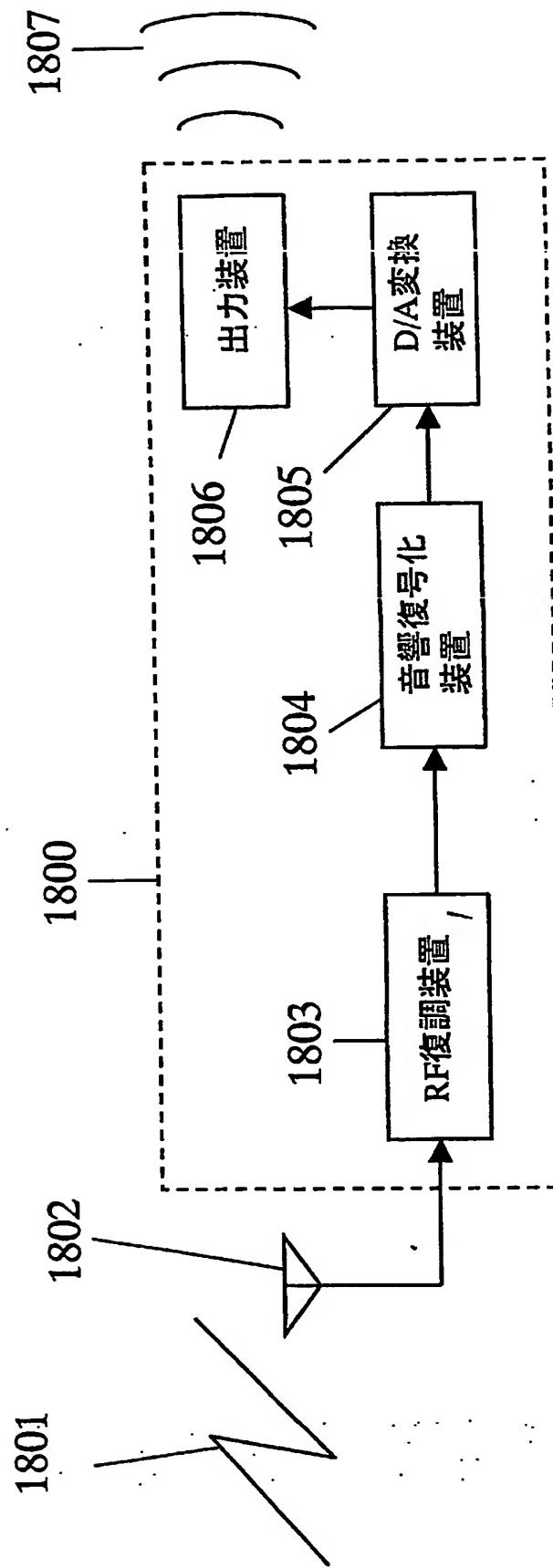
【図27】



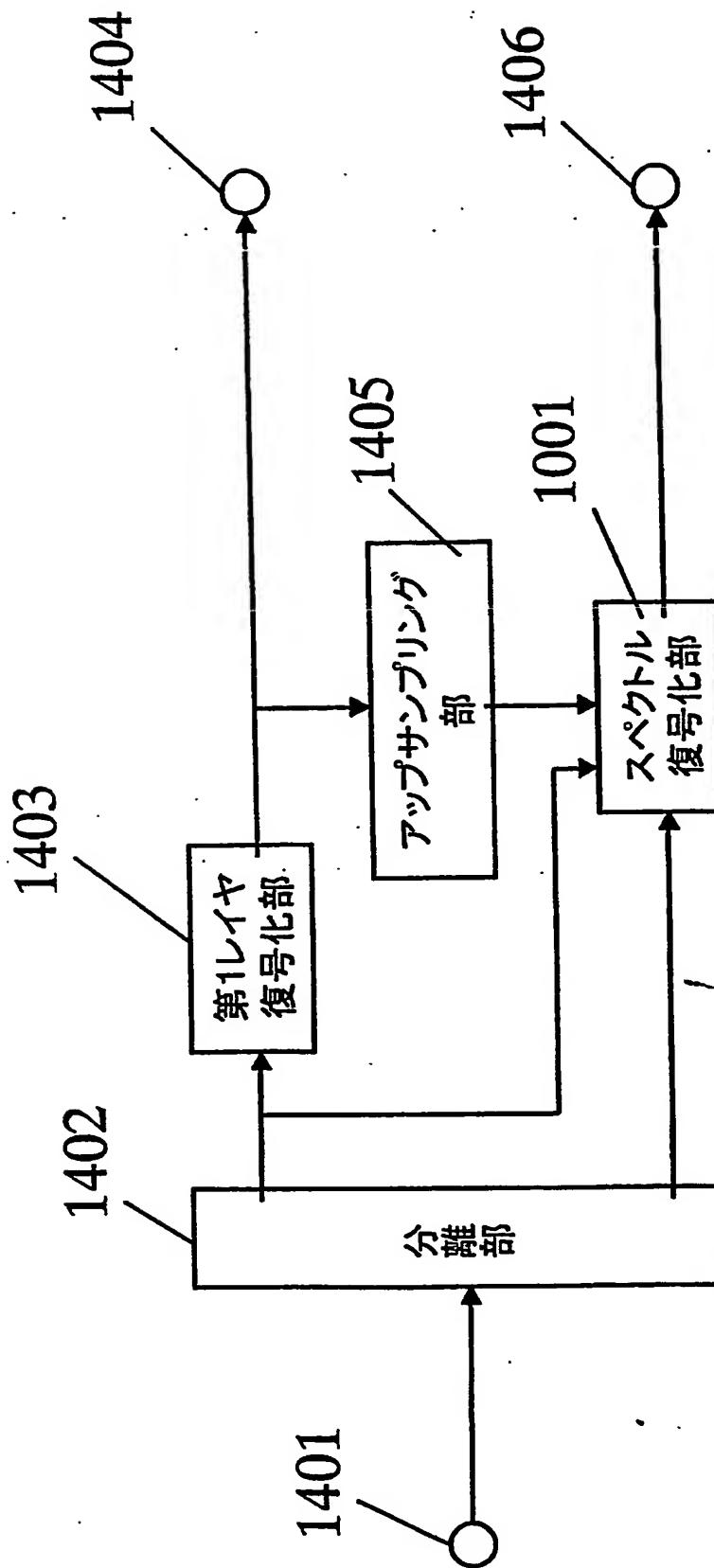
【図28】



【図29】



【図30】



【書類名】要約書

【要約】

【課題】低ビットレートで高品質に符号化を行うことのできるスペクトル符号化法を提供する。

【解決手段】第1の信号を周波数変換し第1のスペクトルを算出する手段と、第2の信号を周波数変換し第2のスペクトルを算出する手段と、 $F_L \leq k < F_H$ の帯域の第2のスペクトルの形状を、 $0 \leq k < F_L$ の帯域の第1のスペクトルを内部状態として持つフィルタで推定し、このときのフィルタの特性を表す係数を符号化するスペクトル符号化方法において、フィルタの特性を表す係数に基づいて決定される第2のスペクトルの概形を併せて符号化する構成よりなる。

【選択図】図4

特願 2003-363080

## 出願人履歴情報

識別番号 [000005821]

1. 変更年月日 1990年 8月28日

[変更理由] 新規登録

住所 大阪府門真市大字門真1006番地  
氏名 松下電器産業株式会社